



**PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES**

TESIS:

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN TRIPLEXER PARA
COMUNICACIONES MÓVILES (LTE, GSM y UMTS)
UTILIZANDO FILTROS RESONADORES**

Autor: Patricia Karina Rodríguez Postigo

Asesor: Patricia Raquel Castillo Aranibar

2013

“Dadas las circunstancias adecuadas, sin más base que los sueños, la determinación y la libertad de intentarlo, personas muy corrientes hacen constantemente cosas extraordinarias”

Dee Ward Hock, 1929

Índice general

Abstract	6
Resumen	7
1. Introducción	8
1.1. Motivación y Contexto	8
1.2. Planteamiento del problema	9
1.3. Objetivos	10
1.3.1. Objetivo general	10
1.3.2. Objetivos específicos	11
1.4. Metodología	11
1.5. Consideraciones Complementarias	12
1.5.1. Recursos y Materiales	12
1.5.2. Cronograma de Trabajo	13
2. Marco Teórico / Bases Teóricas	15
2.1. Definición de Triplexer	15
2.2. Parámetros de Dispersión (Scattering) o Parámetros “S”	15
2.2.1. Caracterización	17
2.3. Filtros	17
2.3.1. Tipos de Filtros	18
2.3.2. Etapas para el Diseño de un Filtro	19
2.4. Prototipos	19
2.4.1. Filtro de Cauer (elíptico)	19
2.5. Transformación de Elementos	20
2.5.1. Transformación Pasabanda	20
2.6. Tecnología Microstrip	21
2.6.1. Líneas de Transmisión Microstrip Acopladas	22
2.7. Filtros Resonadores	23
2.7.1. Definición de Resonadores	23
2.7.2. Modelo Simple de Resonador	23
2.7.3. Modelo de Transmisión de Línea	24
2.7.4. Matriz general de Acoplamiento	24
2.7.5. Circuitos Resonadores Acoplados	25
2.7.6. Formulación para el Factor de acoplamiento K	30
2.7.7. Formulación para el Factor de Calidad Q	30

2.7.8. Diseño de Resonadores	30
2.7.9. Filtros Trisección y Filtros Trisección en Cascada (CT)	32
2.8. Unión	34
3. Estado del Arte / Trabajos Relacionados / Antecedentes	38
3.1. Triplexer Microstrip Compacto para aplicaciones Multibanda [WHWYKan]	38
3.2. Miniaturización de Triplexer con Resonador Común Microstrip sin Red de Acople Adicional [TCRan]	40
3.3. Filtros Microstrip Trisección Paso Banda con Acoplamiento Cruzado con Características de Frecuencia Asimétrica [HL99]	44
3.4. Conclusiones / Apreciaciones finales / Miscelánea	45
4. Propuesta de Solución / Diseño	46
4.1. Fórmulas de Diseño I	46
4.1.1. Diseño de Filtro de Orden 8	49
4.1.2. Diseño de Filtro de Orden 6	54
4.1.3. Diseño de Filtro de Orden 4	57
4.2. Fórmulas de Diseño II	60
4.2.1. Diseño de Filtro de Orden 3	61
4.3. Unión 1	65
4.3.1. Resonador Común sin Abertura (GAP)	65
4.4. Unión 2	66
4.4.1. Resonador Común con Abertura (GAP)	66
4.5. Unión 3	68
4.5.1. Línea Común	68
5. Simulaciones / Implementación, resultados y comparaciones	70
5.1. Simulación	70
5.1.1. Triplexer I	70
5.1.2. Triplexer II	71
5.1.3. Triplexer III	73
5.1.4. Triplexer IV	75
5.2. Implementación	76
5.3. Resultados	77
5.3.1. Mediciones del triplexer IV	78
5.4. Comparaciones	78
5.4.1. Simulación y Medición	78
6. Conclusiones y trabajos futuros	81
Acknowledgements	84
A. Anexo	85
A.1. Datasheet TACONIC RF-35	85
A.2. Datasheet TACONIC CER-10	85

A.3. Software	86
A.3.1. MATLAB 2009	86
A.3.2. MWO (Microwave office)	86
A.3.3. Ansoft HFSS (High Frequency Structural Simulator)	87
Bibliografía	88
Nomenclatura	91

Índice de figuras

1.1. Esquema del proceso de la investigación.	12
2.1. Diagrama de triplexer.	15
2.2. Parámetros de scattering de una Red de dos entradas [RR05].	16
2.3. Circuito de una Red de 4 puertos.	16
2.4. Respuesta en frecuencia de un filtro Elíptico [Cad].	20
2.5. Transformación básica Paso Banda [Hon].	21
2.6. Estructura Microstrip [Hon].	22
2.7. (a) Línea de transmisión acoplada; (b) Red equivalente de capacitancias [Poz98].	22
2.8. Anillo resonador de Microstrip [kCH].	23
2.9. (a) Acoplamiento Extremo a extremo, (b) Circuito equivalente de acoplamiento extremo a extremo [kCH].	24
2.10. Resonadores acoplados RF / microondas, los resonadores 1 y 2 pueden ser diferentes en su estructura y tienen diferentes frecuencias de resonancia [Hon].	25
2.11. (a) Circuito resonador acoplado sintonizado sincrónicamente con acoplamiento eléctrico y (b) forma alternativa de circuito equivalente con admitancia invertida $J = \omega C_m$ para presentar el acoplamiento [Hon].	27
2.12. (a) Circuito resonador acoplado sintonizado sincrónicamente con acoplamiento magnético y (b) forma alternativa de circuito equivalente con admitancia invertida $K = \omega L_m$ para presentar el acoplamiento [Hon].	28
2.13. (a) Circuito resonador acoplado sintonizado sincrónicamente con acoplamiento mixto y (b) un circuito equivalente asociado con impedancia invertida $K = \omega L'_m$ y con admitancia invertida $J = \omega C'_m$ que representan el acoplamiento magnético y eléctrico respectivamente [Hon].	29
2.14. Estructura de acoplamiento de I/O de filtros resonadores acoplados, (a) Línea de alimentación directa de acoplamiento (b) Línea de alimentación acoplada [Hon].	31
2.15. Estructuras de acoplamiento típico de resonadores acoplados (a) Acoplamiento eléctrico, (b) Acoplamiento magnético, (c) y (d) Acoplamiento mixto [Hon].	31
2.16. Curvas de diseño, (a) Acoplamiento magnético y (b) Acoplamiento eléctrico [Hon].	32

2.17. Curvas de diseño, (c) Acoplamiento mixto I, (d) Acoplamiento mixto II y (e) Factor de calidad externo [Hon].	33
2.18. Circuito equivalente de un filtro Trisección pasa banda [Hon].	34
2.19. (a) Layout del filtro trisección microstrip diseñado para tener alta selectividad en lado alto de la banda de paso, (b) Rendimiento medido del filtro [Hon].	35
2.20. (a) Layout del filtro trisección microstrip diseñado para tener baja selectividad en lado alto de la banda de paso, (b) Rendimiento medido del filtro [Hon].	35
2.21. Multiplexación de tres canales [GMJ].	36
2.22. Multiplexer conectado en paralelo [GMJ].	36
2.23. Multiplexer conectado en serie [GMJ].	37
3.1. Pérdidas por inserción en simulación y medición de cada canal respectivamente de la sec. 3.1 del estado del arte [WHWYKan].	39
3.2. Pérdidas por retorno en simulación y medición de cada canal respectivamente de la sec. 3.1 del estado del arte [WHWYKan].	39
3.3. Layout del triplexer a fabricar para la Sección 3.1 del estado del arte [Mon08].	40
3.4. Triplexer fabricado con el sustrato Duroid 5880, sec. 3.1 del estado del arte [WHWYKan].	41
3.5. Perdidas por inserción y retorno, en simulación y medición de cada canal respectivamente de la sec. 3.2 del estado del arte [TCRan].	42
3.6. Layout del Triplexer a fabricar para la sec. 3.2 del estado del arte [TCRan].	43
3.7. Triplexer fabricado con el sustrato Rogers RO4003, sec. 3.2 del estado del arte [TCRan].	43
3.8. Par de Filtros paso banda microstrip Trisección con acoplamiento cruzado, (a) Filtro con alta selectividad en la parte alta de la banda de paso, (b) Filtro con alta selectividad en la parte baja de la banda de paso [HL99].	44
4.1. Una aproximación de la implementación a un sistema de comunicaciones móviles.	46
4.2. Estructura de acoplamiento general de un filtro pasa banda con un par de zeros de transmisión [[Hon]].	48
4.3. Configuración de filtros paso banda con un par de zeros de transmisión, (a) Filtro de orden 4, (b) filtro de orden 6, (c) Filtro de orden 8 [Hon].	48
4.4. Herramienta TXLine de MWO.	49
4.5. Simulación del Canal 1 en Fibra de Vidrio – Filtro de orden 8.	51
4.6. Simulación del Canal 2 en Fibra de Vidrio – Filtro de orden 8.	51
4.7. Simulación del Canal 3 en Fibra de Vidrio – Filtro de orden 8.	52
4.8. Simulación del canal 1 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 8.	53

4.9. Simulación del canal 2 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 8.	53
4.10. Simulación del canal 3 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 8.	54
4.11. Simulación del canal 1 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 6.	56
4.12. Simulación del canal 2 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 6.	56
4.13. Simulación del canal 3 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 6.	57
4.14. Simulación del canal 1 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 4.	59
4.15. Simulación del canal 2 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 4.	59
4.16. Simulación del canal 3 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 4.	60
4.17. Estructura típica de acoplamiento de filtros trisección [6].	61
4.18. Simulación del canal 1 en Taconic CER-10 – Filtro de orden 3.	62
4.19. Simulación del canal 2 en Taconic CER-10 – Filtro de orden 3.	63
4.20. Simulación del canal 3 en Taconic CER-10 – Filtro de orden 3.	63
4.21. Simulación del canal 3 en Taconic CER-10 – Filtro de orden 3 con baja selectividad en el lado alto de la banda de paso.	64
4.22. Layout del diseño de resonador común sin Gap.	65
4.23. Simulación de factores de aislamiento entre canales usando resonador común sin Gap.	66
4.24. Lyout de diseño de resonador común con Gap.	67
4.25. Simulación de factores de aislamiento entre canales usando del reso- nador común con Gap.	67
4.26. Layout del diseño de línea común.	68
4.27. Simulación de factores de aislamiento entre canales usando del diseño de línea común	69
5.1. Layout de la unión del triplexer utilizando un resonador común sin gap con líneas acopladas y filtros de orden 4.	71
5.2. Simulación de la unión del triplexer con resonador común sin gap y filtros de orden 4.	71
5.3. Layout de la unión del triplexer utilizando un resonador común con gap con líneas acopladas y filtros de orden 4.	72
5.4. Simulación de la unión del triplexer con resonador común con gap y filtros de orden 4.	72
5.5. Layout de la unión del triplexer utilizando una línea común y el canal 3 de baja selectividad en el lado alto de la banda de paso.	74
5.6. Simulación de la unión del triplexer con línea común y el canal 3 de baja selectividad en el lado alto de la banda de paso.	74
5.7. Layout de la unión del triplexer utilizando una línea común y filtros de alta selectividad en el lado alto de la banda de paso.	75
5.8. Simulación de la unión del triplexer con línea común y filtros con alta selectividad en el lado alto de la banda de paso.	76
5.9. Triplexer Layout para implementación.	77
5.10. Implementación del triplexer IV.	77
5.11. Mediciones de la implementación del triplexer IV.	78
5.12. Aislamiento entre canales de la implementación del triplexer IV.	79

5.13. Simulación y Medición de la Implementación del Triplexer IV.	80
--	----

Índice de cuadros

1.1. Especificaciones de Diseño para el Triplexer.	10
3.1. Especificaciones técnicas del sustrato para la sec.3.1 del estado del arte.	38
3.2. Especificaciones de los tres canales de salida del triplexer para la Sección 3.1 del estado del arte.	40
3.3. Especificaciones técnicas del sustrato para la sec.3.2 de estado del arte.	41
3.4. Especificaciones de los tres canales de salida del triplexer para la sec.3.2 del estado del arte.	41
4.1. Tabla de datos de filtro de orden 8.	50
4.2. Tabla de datos de filtro de orden 6.	55
4.3. Tabla de datos de filtro de orden 4.	58
4.4. Tabla de datos de filtro de orden 3.	62

Abstract

This document presents open loop ring resonators as the basic bloc of a compact planar triplexer, they are used as cascaded trisection (CT) filters with a cross coupling. The cross coupling produces a single attenuation pole at the finite frequency used to shape the bandpass response.

Furthermore, each trisection filter controls a specific channel frequency independently. Ring resonators are properly located with respect to the input and output feed lines in order to get good isolation, and also to suppress channel interfering and to meet the design specifications for the chosen application in mobile communications.

Resumen

Una buena parte de los dispositivos pasivos en microondas tienen respuestas selectivas en frecuencia, es decir, rechazo o transmisión de la potencia incidente en función de la frecuencia de la señal. Una posibilidad de obtener este comportamiento es mediante filtros formados por estructuras resonantes, que consisten en resonadores que presentan un acoplamiento electromagnético o con resonadores con líneas de transmisión directas.

Esta tesis presenta una propuesta de diseño de un triplexer planar basado en el estudio de filtros con resonadores fabricados con tecnología microstrip, con el fin de mejorar sus prestaciones en cuanto a respuesta, tamaño y precio, para posteriormente evaluar la posibilidad de integrarlo en el sistema de telecomunicaciones. Los resonadores presentan la estructura de anillo abierto y son la unidad básica del triplexer que se ha diseñado, se utilizan filtros trisección en cascada (CT), que tienen la característica de proporcionar una respuesta altamente selectiva en una de las bandas de transición, con lo que se mejora la respuesta integral del dispositivo, además de obtener un triplexer compacto, gracias a esta estructura.

El filtro CT presenta un acoplamiento cruzado que produce un solo polo de atenuación a la frecuencia finita utilizada para dar forma a la respuesta de pasabanda; cada filtro controla un canal de frecuencia específica de forma independiente. Los resonadores de anillo están situados estratégicamente con respecto a las líneas de alimentación de entrada y salida con el fin de obtener una buena respuesta de aislamiento a la salida, también para suprimir la interferencia entre canal y para cumplir con las especificaciones de diseño para aplicaciones de comunicaciones móviles. El triplexer se ha fabricado y medido para verificar la viabilidad del diseño obteniendo gran concordancia entre mediciones y simulaciones. Este nuevo diseño de triplexer compacto es obtenido con tres filtros trisección y una línea de alimentación común.

Uno de los objetivos de esta tesis es componer un artículo de investigación para su futura publicación, este objetivo se llevo a cabo incluso antes de obtener las mediciones de la implementación del triplexer. El primer artículo se redactó en base a las simulaciones obtenidas con el diseño de filtros trisección, fue presentado y expuesto en el 2013 IEEE Simposio Internacional de Antenas y Propagación y USNC-URSI Reunión Nacional de Radio Ciencia, realizado del 7-13 de julio en Orlando, Florida USA. Se redactó un segundo artículo con las comparaciones de los valores obtenidos en simulación y medición, fue presentado y expuesto en IMOC 2013 Conferencia Internacional de Microondas y Optoelectrónica, realizado del 4-7 de agosto en Rio de Janeiro, Brazil.

1. Introducción

En el mundo de hoy, caracterizado por la constante evolución de la ciencia y la tecnología nos lleva a importantes descubrimientos científicos y tecnológicos, si bien por una parte implica un enorme crecimiento económico e industrial, por otra ineludiblemente nos lleva a la necesaria búsqueda de la verdad, con el fin de garantizar que los nuevos descubrimientos y la adaptación de éstos sean usados para el auténtico bien de la persona y la sociedad en nuestro país.

Es de nuestro interés los nuevos sistemas de microondas y sus aplicaciones, como son: control de tráfico aéreo, navegación marina, control de misiles, aviación, vigilancia, telecomunicaciones, entre otros [BCru].

Tomando en cuenta el rápido avance de la tecnología en las comunicaciones móviles, los operadores tienen que implementar nuevas redes sobre las ya existentes para satisfacer la nueva demanda. Lograr una integración de sistemas de comunicaciones móviles con un solo dispositivo ayudaría a reducir costos para las empresas de telecomunicaciones.

La reducción de tamaño se ha convertido en un problema importante, en lo que respecta a multiplexores (triplexer), no son lo suficientemente pequeños para ser utilizados y se requieren de equipos de mayores magnitudes [FL].

Se propone como proyecto de tesis el diseño, simulación e implementación de un dispositivo que permita la utilización de diferentes bandas de frecuencias, mediante su separación física, el cual podría ser de gran utilidad y beneficio para las actuales empresas proveedoras de servicios de telecomunicaciones, como una manera más sencilla de optimización y brindar un buen servicio.

1.1. Motivación y Contexto

En nuestro país la implementación de triplexers aún no tiene mucha acogida, en países asiáticos ya se están haciendo pruebas usando esta tecnología. Incluso hay empresas que están ampliando su línea de investigación en esta tecnología para mejorar la calidad de sus productos, países como Estados Unidos y Gran Bretaña.

Dentro de los dispositivos de microondas, los substratos y la tecnología microstrip se utilizan comúnmente en este rango de frecuencias. Se usan para construir filtros, multiplexores, polarizadores, transformadores de señal, que adaptan la señal y la preparan para su posterior utilización en sistemas de telecomunicación [BCru].

Integrar diferentes tecnologías móviles en un solo circuito que ayude a reducir costos y espacio para las empresas de telecomunicaciones, es un método de ampliar la línea investigación en filtros resonadores y tecnología microstrip.

En microondas los sistemas modernos de comunicación se están expandiendo rápidamente, y los nuevos filtros, diplexores y multiplexores deben satisfacer las restricciones fuertes y drásticas que se presentan en situaciones particulares, tanto eléctricas (nivel de rechazo, bajas pérdidas de inserción, bajas pérdidas por retorno), el costo de fabricación y tamaño más compacto.

Se ha establecido contacto con el área de RF (Radio Frequency) de la Universidad Carlos III de Madrid para la implementación de unos de los prototipos (substrato Taconic CER-10), ya que no disponemos de la tecnología para la fabricación y medición.

1.2. Planteamiento del problema

El principal problema se centra en la escasa existencia de triplexers de bosquejos novedosos que sean capaces de satisfacer las especificaciones de diseño de cada empresa, como es el caso de las empresas de telecomunicaciones, logrando agrupar tres tecnologías móviles LTE (Long Term Evolution) - 875 MHz, GSM (Global System for Mobile Communications) - 1795 MHz y UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) - 2045 MHz en un solo circuito [FL]. Ampliando la línea de investigación en placas usando la tecnología microstrip, se plantea una serie de interrogantes como: la necesidad de un circuito para los diferentes sistemas de comunicaciones móviles y la agrupación de los mismos, filtros paso banda con alta selectividad en frecuencia, bajas pérdidas de inserción, buen aislamiento entre canales, dimensiones reducidas en el producto final y la posibilidad de implementarlo para su utilización futura conectado a una antena capaz de captar las tres tecnologías de comunicaciones móviles. Las especificaciones a tomar en cuenta para este proyecto de investigación se observa en la Tabla 1.1.

Para integrar tres sistemas de comunicaciones móviles (LTE, GSM, UMTS) en un solo circuito se plantea el diseño de un triplexer con filtros paso banda formados por resonadores acoplados que hoy en día han cobrado especial fuerza, ya que son capaces de satisfacer los requerimientos vistos en la Tabla 1.1. Partiendo de la teoría de filtros previamente estudiada se propone la construcción de los filtros resonadores paso banda de forma individual para las tres bandas de frecuencias en las cuales trabajan los sistemas de comunicaciones móviles, cada canal debe cubrir el ancho de banda designado.

Se sugiere analizar y simular filtros resonadores cuadrados de orden 8, 6 y 4, así como también filtros rectangulares trisección de orden 3, para posteriormente comprar su respuesta en frecuencia y decidir qué tipo de estructura se usará para la construcción final del triplexer. Otra parte importante es la unión, decidir de qué forma se va a

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO	
LTE – 875 Paso Banda	790 – 960 MHz (Puerto 2)
GSM – 1795 Paso Banda	1710 – 1880 MHz (Puerto 3)
UMTS – 2045 Paso Banda	1920 – 2170 MHz (Puerto 4)
Pérdidas por Retorno, Todos los puertos, min dB	18 dB
Pérdidas por Inserción, Todos los puertos, dB	0.8 / 1 dB max.
Insolación, min, dB	>50dB
Conectores	SMA
Dimensiones, cm	8 x 8

Cuadro 1.1.: Especificaciones de Diseño para el Triplexer.

lograr una buena adaptación en las frecuencias designadas depende mucho del tipo de estructura que se va a tomar en cuenta a la hora de su diseño en simulación.

Los problemas más comunes en triplexers son: funcionalidad, tamaño y costo de fabricación, de acuerdo a las especificaciones técnicas requeridas. Por tal motivo, las especificaciones de diseño designadas se basan en modelos similares con otro tipo de resonadores para las tecnologías móviles de LTE, GSM y LTE [FL, Dat].

En este proyecto se plantea utilizar algunos tipos de sustratos para realizar las pruebas de simulación e implementación, y obtener una mejor respuesta con un tamaño reducido del triplexer, como son: fibra de vidrio, Taconic RF-35 y Taconic CER-10; una vez evaluada la mejor respuesta en esos tipos de sustratos se escogerá la mejor opción para su implementación futura.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo general

El objetivo principal de este proyecto es la integración de tres tecnologías móviles a través del diseño, simulación e implementación de un triplexer utilizando filtros resonadores. Tomando en cuenta el análisis de elementos distribuidos, parámetros de dispersión, síntesis matemática, filtros resonadores haciendo uso de la tecnología microstrip. La respuesta final persigue el objetivo de obtener el diseño de un triplexer, que pueda separar las frecuencias a las cuales trabajan los sistemas de comunicaciones móviles (GSM, UMTS, LTE); dicho diseño debe cumplir o asemejar parámetros de otros triplexers [FL, Dat], hechos con otras tecnologías; ofreciendo una herramienta más simple, compacta y económica de diseño.

1.3.2. Objetivos específicos

1. Diseñar los filtros resonadores paso banda en tecnología microstrip, con sustratos caracterizados.
2. Analizar la respuesta de los tres filtros para cada tecnología móvil en los diferentes tipos de resonadores e ir evaluando que orden de filtro tiene mejor resultado para nuestro objetivo.
3. Comparar con la síntesis matemática, realizar los cálculos de todos los parámetros (ancho de banda fraccional, coeficientes de acoplamiento, entre otros.) a tomar en cuenta para el diseño de los filtros e integración de los mismos para formar el triplexer.
4. Diseñar un triplexer para frecuencias de microondas, usado para comunicaciones móviles (GSM, UMTS, LTE).
5. Cumplir con las especificaciones, abarcar el ancho de banda requerido para cada canal y respetar los límites de los parámetros de dispersión.
6. Analizar un adecuado tipo de estructura para la unión de los filtros, existen diferentes tipos de estructura para la unión del triplexer, resonador con abertura, resonador sin abertura, línea común, líneas acopladas, etc, elegir una requiere de evaluación.
7. Comparar las simulaciones de dos diseños diferentes para tener una mejor noción de como trabaja el triplexer y la respuesta que se obtiene con diferentes tipos de resonadores y utilizando diferentes sustratos caracterizados.
8. Implementación del triplexer.
9. Comparar los resultados simulados y medidos del dispositivo para comprobar que los valores obtenidos están en proporción en ambos casos y así determinar el porcentaje de error en simulación con las mediciones en campo.
10. Dejar un trabajo documentado que sirva de base para siguientes proyectos de investigación.
11. Redactar un artículo de investigación para su futura publicación.

1.4. Metodología

Según la metodología científica se plantea los siguientes pasos:

Analizar la necesidad de lograr una integración de los sistemas de comunicaciones móviles en un solo circuito. Una idea para lograr dicha agrupación es el diseño de un Triplexer utilizando filtros resonadores. Se realiza el análisis de los filtros para las tres bandas de frecuencias (LTE, GSM, UMTS) en diferentes prototipos, en simulación, para posteriormente comprar su respuesta y optar por elegir el más

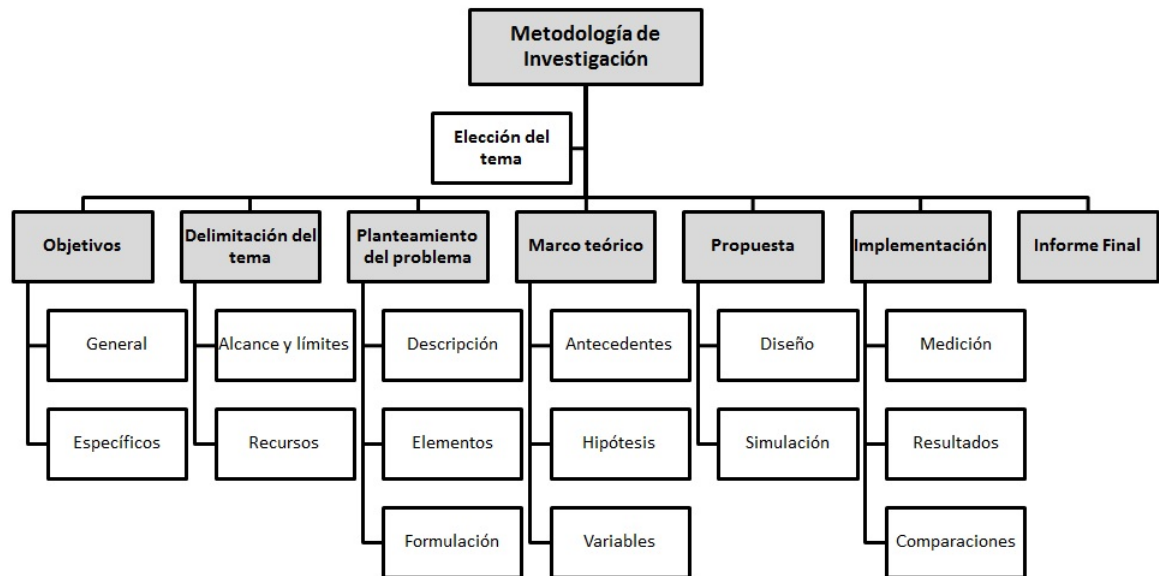


Figura 1.1.: Esquema del proceso de la investigación.

óptimo. Comprobar el diseño de dichos filtros con la síntesis matemática. Luego diseñar con tres tipos de estructuras la unión de los filtros y comprar las respuestas para observar cuál de ellas se adapta mejor al acople de todo el circuito de nombre triplexer. Seguidamente efectuar la optimización de los resultados en simulación del Triplexer para luego llegar a la implementación del mismo. Finalmente realizar las mediciones correspondientes del triplexer para realizar una comparación con los datos obtenidos en simulación, ver Figura 1.1.

1.5. Consideraciones Complementarias

1.5.1. Recursos y Materiales

Primera Etapa: Investigación, se requirió enriquecerse de la mayor información posible sobre filtros, resonadores, multiplexores, parámetros de dispersión, entre otros. La bibliografía se obtuvo de forma digital, la relación de libros y artículos usados son:

- Microwave Engineering de D. Pozar.
- Foundations for Microwave Engineering de R. Collin.
- Microstrip Filters for RF/Microwave Applications de J. Hong y M. Lancaster.
- Microwave Ring Circuit and Related Structures de K. Chang. y L. Hsieh.
- Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures.

- Papers de investigación, librería digital IEEE.
- Otros artículos de la web.

Segunda Etapa: Cálculo y Diseño.

- MATLAB, para la síntesis matemática.
- MWO (versión actual AWR), para el diseño de cada uno de los prototipos de filtros y su respectiva unión para formar el triplexer.

Tercera Etapa: Implementación, para esta parte se utilizaron diferentes recursos y materiales:

- Fibra de vidrio, lo que comúnmente se encuentra en el mercado.
- Taconic RF-35, sustrato caracterizado provisto por la universidad.
- Taconic CER-10, sustrato caracterizado provisto por la Prof. Patricia Castillo.
- Insumos varios para la impresión y quema de las placas, impresora láser, ácido, etc.

Cuarta Etapa: Mediciones, el circuito que se implemento no fue realizado en Perú ya que no se contaba con la cantidad suficiente de sustrato caracterizado (CER-10) para su fabricación, por tal motivo el triplexer fue implementado y medido en la Universidad Carlos III de Madrid con la ayuda de Dr. Daniel Segovia. El equipo de medición usado es:

- VNA (Analizador Virtual de Red) Agilent E8364B, la Universidad Católica San Pablo aún no cuenta con este equipo.

1.5.2. Cronograma de Trabajo

En la siguiente tabla se presenta un cuadro con el resumen de las últimas actividades realizadas para la culminación del plan de tesis:

Actividades	Inicio	Fin
Optimización de valores de Diseño	28/01/2013	15/02/2013
Implementación	18/02/2013	01/03/2013
Mediciones	04/03/2013	19/03/2013
Análisis e interpretación de resultados	25/03/2013	05/04/2013
Edición y preparación de informe	08/04/2013	25/04/2013

Organización del Presente Documento

El trabajo consta de dos partes importantes para la realización del presente estudio. La primera parte trata de todos los aspectos teóricos para el diseño de filtros en

microstrip, análisis de vital importancia para el proceso de realización, diseño y prueba. La segunda parte trata de los aspectos prácticos, incluyendo varios diseños, comentando los resultados y obteniendo conclusiones más certeras. A continuación se explica con más detalle la organización del trabajo.

En el apartado 2, se hace una breve descripción de lo que es un triplexer, se muestra la teoría de parámetros de dispersión (scattering) para entender el funcionamiento y la respuesta de una red de cuatro puertos, teoría de filtros en tecnología microstrip, dicha teoría luego será aplicada para los diseños, para posteriormente hacer la comprobación de los cálculos obtenidos en teoría y en la práctica. Debido a que la tecnología elegida para la construcción del filtro es la tecnología microstrip se utilizarán dos tipos diferentes de sustrato que son comúnmente usados como son: la fibra de vidrio, Taconic RF-35 y Taconic CER-10. Finalizando el capítulo se describe el funcionamiento de filtros resonadores trisección, tipo de resonadores con los cuales se piensa trabajar para el diseño de los filtros del triplexer para mejorar la selectividad y alcanzar el objetivo del trabajo.

En el apartado 3, se detalla el análisis de otros trabajos relacionados en comparación a la solución propuesta en este proyecto. Se muestra las virtudes y deficiencias de los trabajos citados para mejorar el diseño con una nueva propuesta.

En el apartado 4, se presenta la solución a la propuesta planteada, con una amplia investigación que va desde filtro resonadores cuadrados de orden 8, 6 y 4, hasta llegar a filtros resonadores trisección de orden 3, para la posterior unión de los mismos diseños de filtros y finalmente llegar a la posible construcción del triplexer, para la construcción de los mismos se realiza diferentes diseños para poder obtener la mejor respuesta en selectividad.

En el apartado 5, se muestran los diseños que se han realizado hasta llegar al producto final, que será el diseño del triplexer utilizando los diferentes tipos de filtros resonadores. También se ven a detalle los resultados de los diseños obtenidos en simulación y posteriormente la comparación con la medición en laboratorio.

En el apartado 6, se establecen las conclusiones del proyecto de tesis y el trabajo futuro aplicable.

2. Marco Teórico / Bases Teóricas

2.1. Definición de Triplexer

Un triplexer es un circuito, véase la Figura 2.1, ya sea para la división de una banda de rango de frecuencia en tres sub-bandas o la combinación de tres sub-bandas en un rango de frecuencias más amplio [REid]. El triplexer consiste en dividir la frecuencia mediante filtros adaptados a cada canal de salida.

El diseño de un triplexer requiere una red que separará a una banda de frecuencias en los N canales con un mínimo de pérdida de su inserción y baja SWR (Standing Wave Ratio) en el puerto de entrada [Kihia].

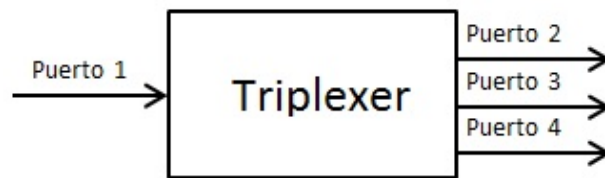


Figura 2.1.: Diagrama de triplexer.

2.2. Parámetros de Dispersión (Scattering) o Parámetros “S”

Para visualizar rápidamente las reflexiones y transmisiones de potencia que se producen en un sistema es conveniente trabajar con los parámetros S o de Scattering de dicho sistema [RR05].

Los parámetros S permiten visualizar el comportamiento de una red, tomamos como ejemplo una red de dos entradas en función de sus coeficientes de reflexión y transmisión, lo observamos en la Figura 2.2.

Se definen matricialmente como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

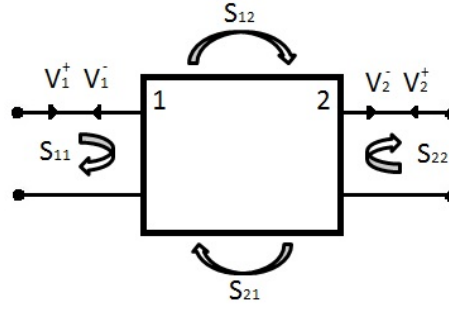


Figura 2.2.: Parámetros de scattering de una Red de dos entradas [RR05].

Por lo visto anteriormente es claro que S_{11} es el coeficiente de reflexión del puerto 1 de la red y S_{22} es el coeficiente de reflexión del puerto 2. En cambio S_{12} y S_{21} son respectivamente el coeficiente de transmisión desde el puerto 1 al 2 y desde el 2 al 1.

Considerando que la red no presenta pérdidas ni ganancias y dadas las definiciones de los coeficientes de reflexión y transmisión, se debe cumplir que:

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad y \quad |S_{22}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (2.2)$$

A partir de otras propiedades del sistema es posible determinar otras propiedades de la matriz, como por ejemplo la simetría, cuando estamos en presencia de un sistema simétrico. Esta definición es ampliable al caso de redes de más de 2 puertos [Col92].

Existen transformaciones que permiten a partir de la matriz S determinar los parámetro Z, Y o ABCD del sistema [Poz98].

Para una red de cuatro puertos, correspondiente a un triplexer, véase la Figura 2.3:

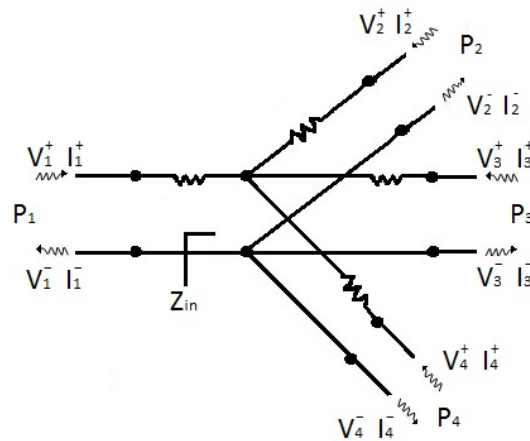


Figura 2.3.: Circuito de una Red de 4 puertos.

Se define matricialmente como:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \\ V_4^+ \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Los parámetros S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44} corresponden a los coeficientes de reflexión de cada uno de los puertos de salida y los demás parámetros son los coeficientes de transmisión respectivamente.

2.2.1. Caracterización

Podemos definir dos parámetros [Hon]:

a) Pérdidas por Inserción: son las pérdidas de potencia de señal debido a la inserción de un dispositivo en una línea de transmisión y se expresa normalmente en decibelios (dB). Las pérdidas por inserción es una medida de atenuación debida a la inserción de un dispositivo en el camino de la señal. La atenuación es un concepto más general que puede tener como causas malas adaptaciones entre fuente de señal, línea de transmisión y carga. Expresamos las perdidas por inserción con la Ecuación 2.4.

$$LA = -20 \log |S_{mn}| \text{ dB}. \quad m, n = 1, 2 \ (m \neq n) \quad (2.4)$$

b) Pérdidas por Retorno: la pérdida por retorno es la diferencia entre la potencia de la señal transmitida y la potencia de las reflexiones de la señal causadas por las variaciones en la impedancia del cable. Un valor alto de pérdida de retorno significa que las impedancias son casi iguales, lo que da como resultado una gran diferencia entre las potencias de las señales transmitidas y reflejadas. Expresamos las perdidas por retorno con la Ecuación 2.5.

$$LR = 20 \log |S_{mn}| \text{ dB}. \quad m, n = 1, 2 \quad (2.5)$$

2.3. Filtros

Existen varias clasificaciones de filtros, como los son filtros mecánicos, filtros acústicos, filtros ópticos entre otros. Cuando la señal del filtro es por medio de corriente o tensión se trata de un filtro eléctrico. Un filtro electrónico deja pasar señales eléctricas a una cierta frecuencia o rangos de frecuencia mientras previene el paso de otras. Es un dispositivo que separa, pasa o suprime un grupo de señales de una mezcla de señales. En una escala más grande, son usados en campos de las telecomunicaciones, como es la televisión y la radio, estos son típicos ejemplos de filtros eléctricos [HZ].

2.3.1. Tipos de Filtros

Existen muchas variedades de filtros, tanto en el dominio analógico como en el digital, los cuales permiten modificar el espectro de la señal. Originalmente, los filtros tenían el objetivo de transmitir con la menor distorsión posible, las señales comprendidas dentro de una determinada banda de frecuencias presentes en dicha señal que estuvieran fuera de las bandas.

Los filtros analógicos son aquellos en el que la señal puede tomar cualquier valor dentro de un intervalo. Un filtro analógico es un filtro usado para procesos analógicos o señales de tiempo continuo [Bas]. Se dividen en:

Atendiendo a la ganancia:

- a) **Pasivos:** cuadripolos que actúan como filtros pasivos compuestos por elementos no disipativos (inductores, resistencias y capacitores).
- b) **Activos:** en este caso se utilizan componentes activos, como amplificadores operacionales.

Atendiendo a su respuesta en frecuencia [HZ]:

- a) **Filtro paso bajo:** Es aquel que permite el paso de frecuencias bajas, desde frecuencia 0 o continua hasta una determinada. Presentan ceros a alta frecuencia y polos a bajas frecuencias.
- b) **Filtro paso alto:** Es el que permite el paso de frecuencias desde una frecuencia de corte determinada hacia arriba, sin que exista un límite superior especificado. Presentan ceros a bajas frecuencias y polos a altas frecuencias.
- c) **Filtro paso banda:** Son aquellos que permiten el paso de componentes frecuenciales contenidos en un determinado rango de frecuencias, comprendido entre una frecuencia de corte superior y otra inferior.
- d) **Filtro elimina banda:** Es el que dificulta el paso de componentes frecuenciales contenidos en un determinado rango de frecuencias, comprendido entre una frecuencia de corte superior y otra inferior.
- e) **Filtro pasa todo o ecualizador de fase:** Idealmente no presenta atenuación, sino que influye sólo sobre la fase.
- f) **Filtro multibanda:** Es que presenta varios rangos de frecuencias en los cuales hay un comportamiento diferente.
- g) **Filtro variable:** Es aquel que puede cambiar sus márgenes de frecuencia.

Atendiendo al método de diseño:

- a) Filtro de Cauer (elíptico)

También se encuentran los filtros digitales que dependiendo de las variaciones de las señales de entrada en el tiempo y amplitud, se realiza un procesamiento matemático sobre dicha señal [Bas].

2.3.2. Etapas para el Diseño de un Filtro

El diseño de un filtro puede dividirse en cinco etapas [Mir04]:

- a) **Planteo:** descripción informal del problema.
- b) **Especificación:** reformulación del problema en términos de una serie de parámetros cuantitativos característicos.
- c) **Aproximación:** obtención de una función de atenuación que satisfaga los parámetros especificados.
- d) **Síntesis:** obtención de un circuito que realice la función obtenida en la etapa de aproximación.
- e) **Verificación:** Confirmación del cumplimiento de las especificaciones funcionales y otras condiciones de proyecto (costo, tamaño, consumo, etc.).

Las etapas mencionadas no tienen una única solución ni siguen necesariamente un orden lineal o secuencial. A menudo, al llegar a cierto punto se comprueba que es necesario volver atrás para modificar alguna decisión previa. En algunos casos puede ser preciso inclusive reexaminar el planteo o flexibilizar algunas especificaciones.

2.4. Prototipos

2.4.1. Filtro de Cauer (elíptico)

Filtro de procesamiento de señales con rizado ecualizado tanto en la banda de paso y la banda de rechazo, ver Figura 2.4. La cantidad de ondulación en cada banda es ajustable independientemente. Pueden tener una transición más rápida en el aumento entre la banda de paso y la de rechazo [OH10, Qui09].

En la banda de paso, la función varía entre cero y 1. La ganancia puede variar entre 1 y $\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$.

La respuesta en frecuencia de un filtro pasa bajo elíptico es:

$$|H(s)| = \sqrt{\frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_N^2(\xi, \Omega/\Omega_0)}} \quad (2.6)$$

Donde N es el orden del filtro, Ω_C es la frecuencia de corte, ξ es el factor de selección, Ω es la frecuencia analógica compleja ($\Omega = jw$) y $R_N(x)$ es la función jacobiana elíptica de orden N .

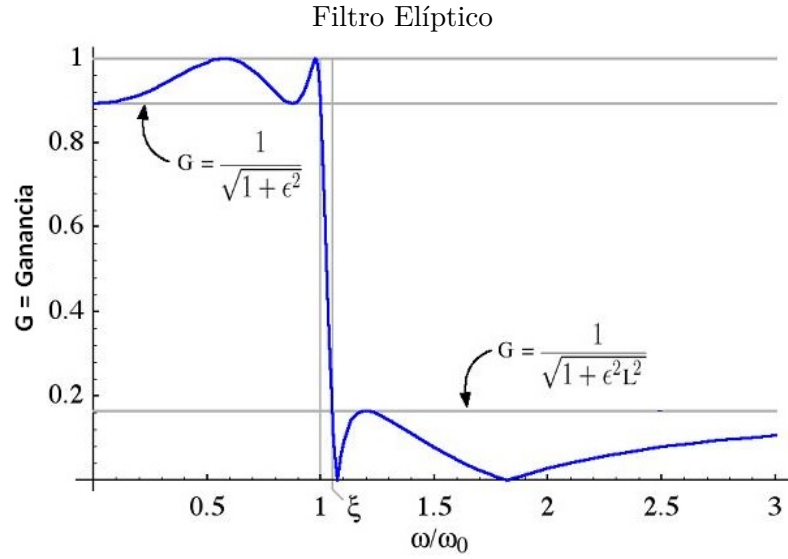


Figura 2.4.: Respuesta en frecuencia de un filtro Elíptico [Cad].

2.5. Transformación de Elementos

Considerando el prototipo de filtro pasa bajo cuando tenemos que normalizar la resistencia/conductancia, $g_0 = 1, \Omega_c = 1$.

La transformación de la frecuencia sólo tiene efecto en los elementos reactivos y no en los elementos resistivos [Hon].

La escala de impedancia en factor de Y_0 .

$$Y_0 = \begin{cases} Z_0/g_0 & \text{para } g_0 \text{ resistencia} \\ g_0/Y_0 & \text{para } g_0 \text{ conductancia} \\ 1/Z_0 & \text{admitancia} \end{cases} \quad (2.7)$$

2.5.1. Transformación Pasabanda

Para la transformación pasabanda se requiere tener en cuenta las ecuaciones de frecuencia de corte y ancho de banda fraccionada, ver Figura 2.5. Frecuencia de corte:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.8)$$

Ancho de banda fraccionada:

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.9)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2.10)$$

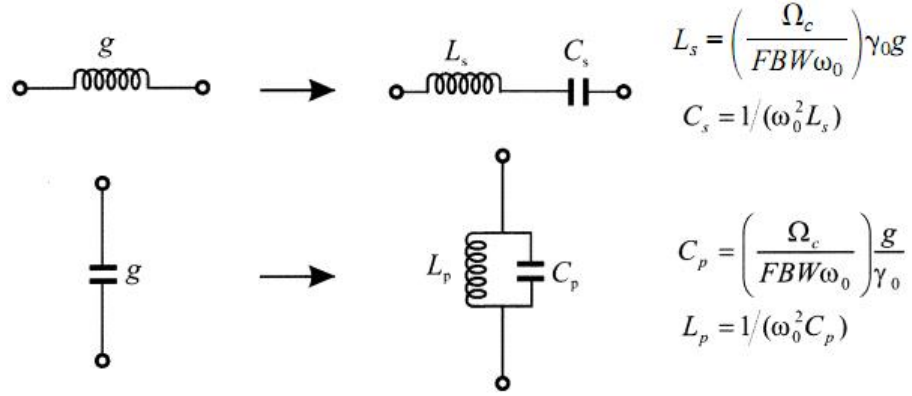


Figura 2.5.: Transformación básica Paso Banda [Hon].

2.6. Tecnología Microstrip

Una línea de transmisión en tecnología consta de una tira conductora, de anchura W y espesor t , situada sobre un sustrato de material dieléctrico de espesor h y constante dieléctrica relativa ϵ_r , que descansa en su cara inferior sobre un plano de masa (conductor). En la Figura 2.6 se muestra la geometría de una línea microstrip [Hon].

La línea microstrip constituye una de las líneas de transmisión planares más populares puesto que se puede fabricar fácilmente mediante técnicas fotolitográficas. Así mismo, el carácter abierto de esta estructura facilita su integración con otros elementos pasivos y activos de microondas (por ejemplo condensadores, diodos, transistores). Por esta razón, este tipo de línea de transmisión suele ser la más utilizada para la realización práctica de circuitos, especialmente activos, de microondas.

En el caso de la línea microstrip, a diferencia de lo que ocurre con la línea stripline, las líneas de campo eléctrico no están todas contenidas en el sustrato dieléctrico (una pequeña porción de estas líneas se sitúa en la región de aire por encima del sustrato). Por esta razón, el modo fundamental en una línea microstrip no es una solución TEM (Modo transversal electromagnético) pura, lo cual complica bastante el análisis riguroso de este tipo de líneas. Esto se debe a que una solución TEM pura tiene sólo componentes transversales, y su velocidad de propagación depende sólo de las propiedades del material, denominadas permitividad ϵ y permeabilidad

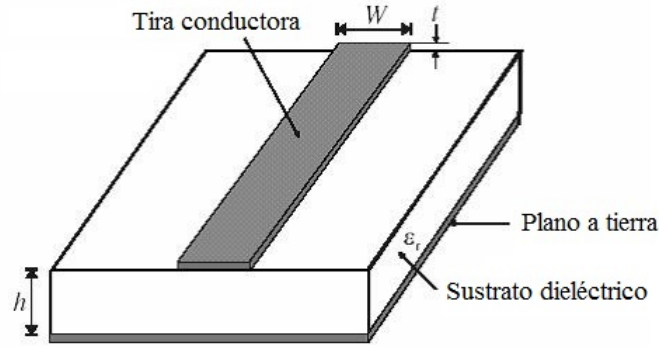


Figura 2.6.: Estructura Microstrip [Hon].

μ. Sin embargo, con la presencia de los dos medios (el sustrato dieléctrico y el aire), las ondas en la línea microstrip no tendrán componentes longitudinales de campos eléctrico y magnético ya que se desvanecen, y sus velocidades de propagación dependerán no sólo de las propiedades del material, sino también de las dimensiones físicas de la línea microstrip.

2.6.1. Líneas de Transmisión Microstrip Acopladas

Las líneas acopladas o cualquier otra línea de tres conductores, se pueden representar por la estructura mostrada en la Figura 2.7. La caracterización de los modos TEM de las líneas acopladas se puede realizar a partir de las capacitancias efectivas entre las líneas y la velocidad de propagación en la línea. Como se muestra en la Figura 2.7(a), C_{12} representa la capacitancia entre las dos tiras conductoras, mientras que C_{11} y C_{22} representan la capacitancia entre una tira conductora y el plano de masa. Si las tiras conductoras son idénticas en tamaño y localización relativa respecto al plano de masa, entonces $C_{11} = C_{22}$.

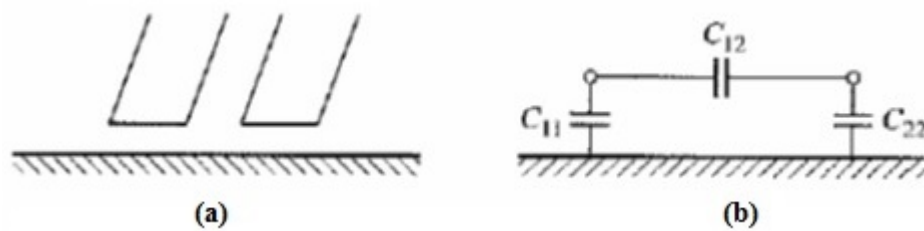


Figura 2.7.: (a) Línea de transmisión acoplada; (b) Red equivalente de capacitancias [Poz98].

Ahora considerar dos tipos especiales de excitación para las líneas acopladas: el *modo par*, donde las corrientes en las tiras conductoras son iguales en amplitud y tienen

la misma dirección, resultando una pared magnética en la simetría del plano, y el *modo impar*, donde las corrientes en las tiras conductoras son iguales en amplitud pero opuestas en dirección, resultando una pared eléctrica en la simetría del plano [Poz98].

Para el modo par, el campo eléctrico tiene simetría par respecto al centro de línea, y no fluye corriente entre las dos tiras conductoras. Esto nos conduce al circuito equivalente mostrado en la Figura 2.7(b), donde C_{12} es efectivamente un circuito abierto. Entonces la capacitancia resultante de cualquiera de las líneas al plano de masa para el modo par es $C_e = C_{11} = C_{22}$.

2.7. Filtros Resonadores

2.7.1. Definición de Resonadores

Un resonador es cualquier dispositivo o sistema capaz de entrar en resonancia o que tiene la capacidad de comportarse de manera resonante, oscila a determinadas frecuencias con una amplitud más grande que las otras [Car11, MAH09].

2.7.2. Modelo Simple de Resonador

Un anillo resonador es una línea de transmisión formada por un lazo (loop) cerrado. Consiste en líneas de alimentación (feeds lines), gaps de acoplamiento y el resonador [kCH], véase la Figura 2.8.

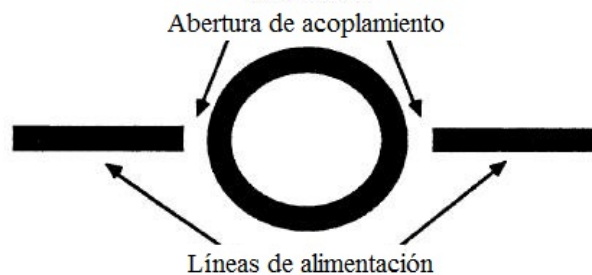


Figura 2.8.: Anillo resonador de Microstrip [kCH].

La distancia entre las líneas de alimentación y el resonador es grande, entonces las diferencias de acoplamiento no afecta a las frecuencias de resonancia del tipo de anillo (acoplamiento débil), capacidad despreciable de la brecha de acoplamiento. Por el contrario si las líneas de alimentación se acercan a las cajas de resonancia, el acoplamiento se vuelve alto y la abertura es apreciable. Para modelar la posición del anillo las aberturas (gaps) de acoplamiento deben ser consideradas.

Una desventaja de un anillo resonador es la curvatura, la influencia de la curvatura se hace más grande si se usan permitividades relativas y líneas con impedancias pequeñas.

2.7.3. Modelo de Transmisión de Línea

2.7.3.1. Circuito equivalente para un gap de acoplamiento

El gap de acoplamiento es probablemente el mejor modelo para un espacio de extremo a extremo como se observa en la Figura 2.9.

La capacidad asociada con las discontinuidades puede evaluarse hallando la distribución de carga en exceso cercana a la discontinuidad. Los diferentes métodos utilizados para hallar la distribución de carga son el método de la matriz de inversión, el método variacional y el uso de fuentes de línea con cargas invertidas. El método de la matriz de inversión y el método variacional involucran la substracción de dos números cercanos casi iguales, pero los errores de redondeo pueden ser significativos cuando dos números cercanos casi iguales son restados. El método de inversión de cargas supera la dificultad del error de redondeo y llega a una precisión mayor.

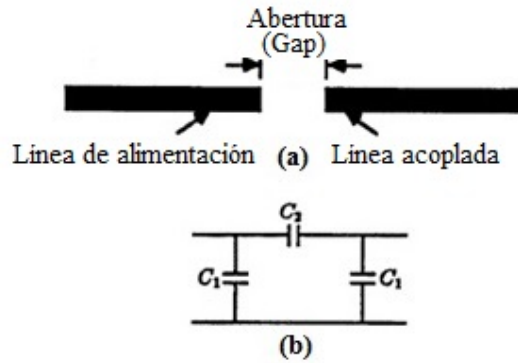


Figura 2.9.: (a) Acoplamiento Extremo a extremo, (b) Circuito equivalente de acoplamiento extremo a extremo [kCH].

El circuito equivalente propuesto para el gap de microcinta es una red π que se muestra en la Figura 2.9. La capacidad C_2 se debe a la carga que surge entre las dos líneas de microcinta. La capacidad C_1 se debe a los campos desfilados en los circuitos abiertos.

2.7.4. Matriz general de Acoplamiento

La formulación de matriz de impedancia normalizada $[\bar{Z}]$ es idéntica a la de la matriz de entrada normalizada $[\bar{Y}]$. Esto es muy importante porque implica que podríamos

tener una formulación unificada para un filtro resonador n-acoplado con independencia, de los acoplamientos sean magnéticos o eléctricos o incluso la combinación de ambos. Por consiguiente se pueden incorporar en una ecuación: [Hon]

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [A]_{n1}^{-1} \quad (2.11)$$

$$S_{11} = \pm \left(\frac{2}{q_{e1}} \right) [A]_{11}^{-1}$$

$$[A] = [q] + p[U] - j[m] \quad (2.12)$$

Donde $[U]$ es una matriz de identidad unitaria de $n \times n$, $[q]$ con todas las entradas zero de $n \times n$, a excepción de $q_{11} = 1/q_{e1}$ y $q_{nn} = 1/q_{en}$, $[m]$ es la matriz de acoplamiento general, donde es $n \times n$ una matriz reciproca ($m_{ij} = m_{ji}$) y se le permite tener en diagonal entradas m distintas de zero para un filtro sintonizado de forma asíncrona.

Sin embargo, los elementos de la matriz de acoplamiento $[m]$ que emergen del procedimiento de síntesis serán, en general, todos tienen valores distintos de zero.

2.7.5. Circuitos Resonadores Acoplados

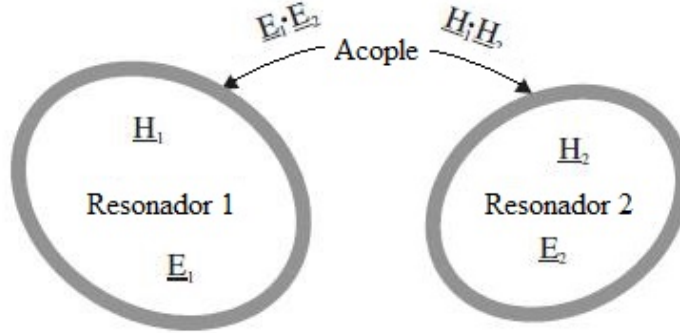


Figura 2.10.: Resonadores acoplados RF / microondas, los resonadores 1 y 2 pueden ser diferentes en su estructura y tienen diferentes frecuencias de resonancia [Hon].

Son importantes para el diseño de filtros de RF/Microondas, en particular los filtros pasa banda de banda estrecha que juegan un rol significativo en muchas aplicaciones. La técnica general para el diseño de filtros de resonadores acoplados en el sentido que se puede aplicar a cualquier tipo de resonadores a pesar de la estructura física, ver Figura 2.10. Aplicado a diseño de filtros de guía de onda, filtro de resonadores

dieléctricos, filtros cerámicos combline, filtros microstrip, filtros superconductores, filtros mecanizados [EPA].

Después de determinar la matriz de acoplamiento necesario para la característica deseada de filtrado, el siguiente paso importante para el diseño del filtro es el de establecer la relación entre el valor de cada coeficiente de acoplamiento necesario y la estructura física de resonadores acoplados con el fin de encontrar las dimensiones físicas del filtro para la fabricación. En general, el coeficiente de acoplamiento de resonadores RF/microondas pueden ser diferentes en su estructura y pueden tener diferentes frecuencias de resonancia propia, puede definirse sobre la base de la proporción de energía acoplado a la energía almacenada, es decir, donde E y H representan los vectores de campo eléctrico y magnético, respectivamente, y ahora usamos la tradicional denotación k en lugar de M para el coeficiente de acoplamiento [Hon].

$$k = \frac{\iiint \varepsilon \underline{E}_1 \cdot \underline{E}_2 dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |\underline{E}_1|^2 dv} \times \sqrt{\iiint \varepsilon |\underline{E}_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \underline{H}_1 \cdot \underline{H}_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |\underline{H}_1|^2 dv} \times \sqrt{\iiint \mu |\underline{H}_2|^2 dv}} \quad (2.13)$$

Notar que todos los campos se determinan en la resonancia, y las integrales de volumen son sobre todo las regiones afectadas con la permitividad ε y permeabilidad μ .

El primer término del lado derecho representa el acoplamiento eléctrico y el segundo término el acoplamiento magnético. Hay que notar que la interacción de los resonadores acoplados se describe matemáticamente en la Ecuación 2.13, la operación de puntos de sus campos de espacio vectorial, que permite el acoplamiento ya sea signo positivo o negativo. Un signo positivo implica que el acoplamiento aumenta la energía almacenada de resonadores acoplados, mientras que un signo negativo indicaría una reducción. Por lo tanto, los acoplamientos eléctricos y magnéticos bien podrían tener el mismo efecto que si tienen el mismo signo, o tener el efecto contrario si los signos son opuestos.

2.7.5.1. Acoplamiento Eléctrico

Un modelo de circuito equivalente de elementos concentrados (lumped-element) para resonadores de RF/microondas acoplados eléctricamente como se muestra en la Figura 2.11. Donde L y C son la inductancia y la capacitancia, lo que $LC^{-1/2}$ es igual a la frecuencia angular resonante de resonadores en desacople, y C_m representa la capacitancia mutua [Hon]. Si la estructura de acople es un elemento distribuido, los elementos concentrados (lumped-element) del circuito equivalente es válido en base a banda estrecha, llamada así cerca de su resonancia. Si vemos en los planos de referencia $T_1 - T'_1$ y $T_2 - T'_2$, podemos ver una red de dos puertos que pueden describirse por las siguientes ecuaciones:

$$I_1 = j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \quad (2.14)$$

$$I_2 = j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1$$

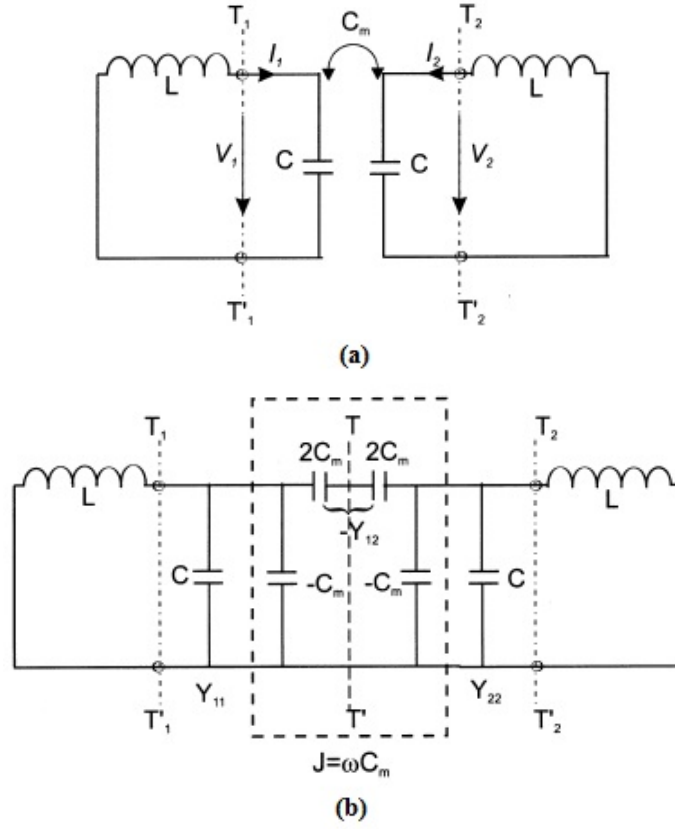


Figura 2.11.: (a) Circuito resonador acoplado sintonizado sincrónicamente con acoplamiento eléctrico y (b) forma alternativa de circuito equivalente con admitancia invertida $J = \omega C_m$ para presentar el acoplamiento [Hon].

2.7.5.2. Acoplamiento Magnético

En la Figura 2.12 nos muestra un modelo de circuito equivalente de elementos concentrados (lumped-element), llamado estructura de resonador acoplado magnéticamente. Donde L y C son la inductancia y la capacitancia, y L_m representa la inductancia mutua. Las ecuaciones de acoplamiento que describen una red de dos puertos, referente a los planos $T_1 - T'_1$ y $T_2 - T'_2$ son:

$$I_1 = j\omega LI_1 - j\omega L_m I_2 \quad (2.15)$$

$$I_2 = j\omega LI_2 - j\omega L_m I_1$$

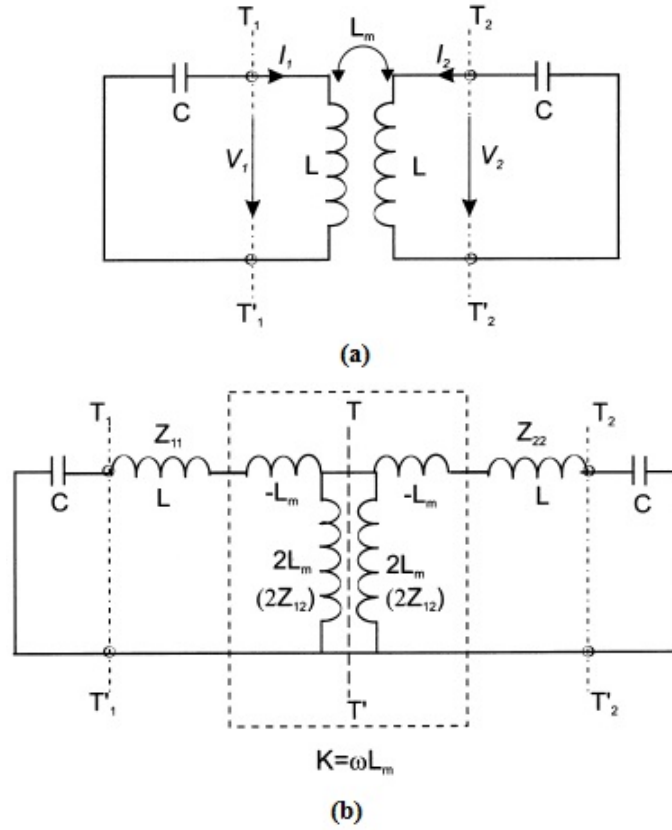


Figura 2.12.: (a) Circuito resonador acoplado sintonizado sincrónicamente con acoplamiento magnético y (b) forma alternativa de circuito equivalente con admitancia invertida $K = \omega L_m$ para presentar el acoplamiento [Hon].

2.7.5.3. Acoplamiento Mixto

Para una estructura de resonador acoplada, con acoplamiento eléctrico y magnético la representación de la red es vista en la Figura 2.13(a). Note que los parámetros Y son los parámetros de la red de dos puertos local en el lado izquierdo del plano de referencia $T_1 - T_1'$ y el lado derecho del plano de referencia $T_2 - T_2'$, donde los parámetros Z son los parámetros de la otra red de dos puertos local en el lado derecho de referencia del plano $T_1 - T_1'$ y en el lado izquierdo de referencia del plano $T_2 - T_2'$. Y los parámetros Y y Z son definidos por:

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \quad (2.16)$$

$$Y_{22} = Y_{21} = j\omega C'_m$$

$$Z_{11} = Z_{22} = j\omega L \quad (2.17)$$

$$Z_{22} = Z_{21} = j\omega L'_m$$

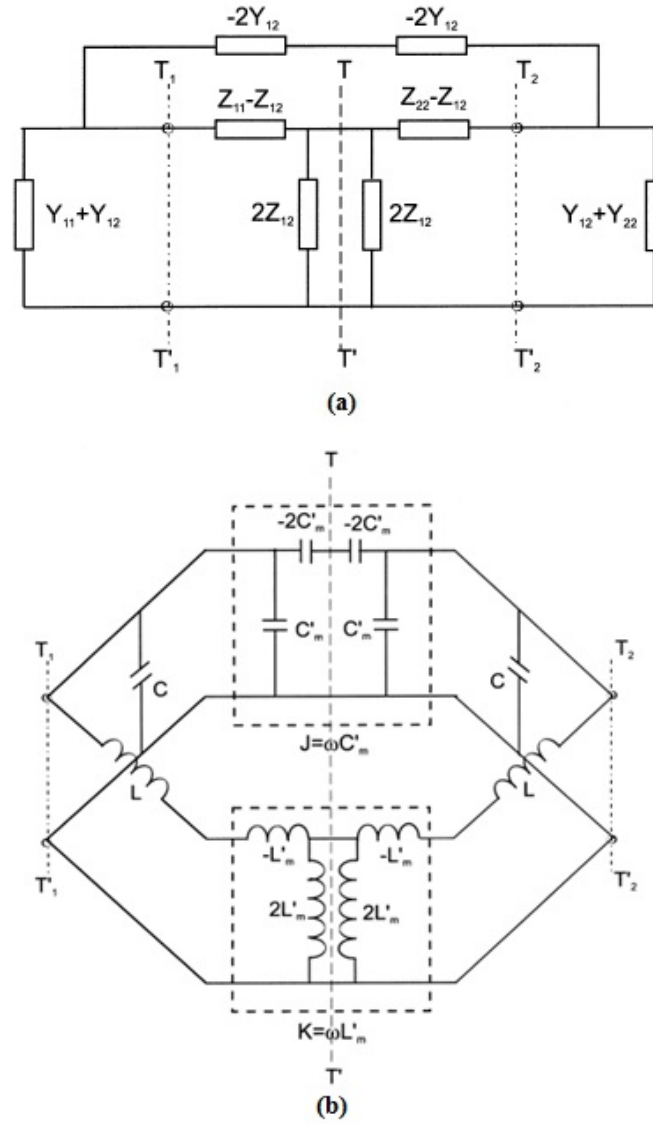


Figura 2.13.: (a) Circuito resonador acoplado sintonizado sincrónicamente con acoplamiento mixto y (b) un circuito equivalente asociado con impedancia invertida $K = \omega L'_m$ y con admitancia invertida $J = \omega C'_m$ que representan el acoplamiento magnético y eléctrico respectivamente [Hon].

Donde C , L , C'_m y L'_m son la auto-capacitancia, la auto-inductancia, la capacitancia mutua y la inductancia mutua de un circuito equivalente asociado a elementos concentrados (lumped-element) mostrados en la Figura 2.13(b). También podemos identificar la impedancia invertida $K = \omega L'_m$ y la admitancia invertida $J = \omega C'_m$ que representan al acoplamiento magnético y al acoplamiento eléctrico respectivamente [Hon].

2.7.6. Formulación para el Factor de acoplamiento K

Podemos utilizar la formulación universal donde $f_{0i} = 0i/2$ y $FPI = i/2$ para $i = 1, 2$. La ecuación k se puede utilizar para extraer el coeficiente de acoplamiento de dos resonadores asíncronos sintonizados, independientemente de si el acoplamiento es eléctrico, magnético, o mixto. Es decir que la formulación se aplica de forma sincrónica para resonadores acoplados [Hon]. Hay que tener en cuenta que la determinación del signo del coeficiente de acoplamiento es mucho más dependiente de la estructura de acoplamiento físico de resonadores acoplados (Ecuación 2.18) y (Ecuación 2.19). Sin embargo, para el diseño de filtros, el significado del acoplamiento positivo o negativo es algo relativo.

$$k = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{p02}^2 - f_{p01}^2}{f_{p02}^2 + f_{p01}^2} \right)^2} \quad (2.18)$$

$$k = \pm \left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right) \quad (2.19)$$

2.7.7. Formulación para el Factor de Calidad Q

Existe dos estructuras típicas de entrada/salida (I/O) de filtros resonadores acoplados microstrip, es decir, la línea de alimentación directa (tapped-line) y las estructuras de la línea acoplada, se muestran con el resonador de lazo abierto de microstrip, aunque otros tipos de resonadores se puede utilizar, ver Figura 2.14. Para el acoplamiento de la línea de alimentación directa se coloca una línea de alimentación de 50 ohmios en el resonador de I/O, y el acoplamiento o el factor de calidad externo es controlado por la posición t , como se indica en la Figura 2.14(a). Por ejemplo, cuanto menor sea t , más cerca está el orificio de la línea de alimentación directa a una toma de tierra virtual del resonador, lo que resulta un acoplamiento débil o un factor de calidad externo más largo. El acoplamiento de la estructura de línea acoplada en la Figura 2.14(b) se puede encontrar en el espacio de acoplamiento g , y la anchura de la línea W .

Normalmente, una abertura (gap) pequeña y línea estrecha resulta un acoplamiento de I/O fuerte o un factor de calidad externo menor del resonador [Hon].

$$Q_e = \frac{f_0}{\delta f_3 - dB} \quad (2.20)$$

2.7.8. Diseño de Resonadores

Para nuestros propósitos, los tipos de resonadores microstrip acoplados son mostrados en la Figura 2.15. Cada resonador de lazo abierto es esencialmente ligado a la longitud de onda [Hon].

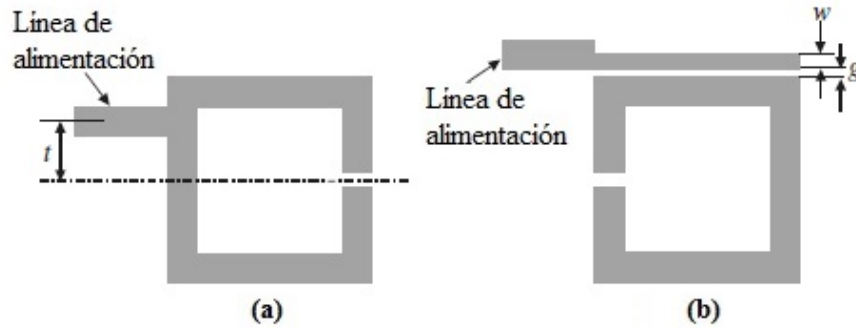


Figura 2.14.: Estructura de acoplamiento de I/O de filtros resonadores acoplados, (a) Línea de alimentación directa de acoplamiento (b) Línea de alimentación acoplada [Hon].

Estas estructuras acopladas son resultado de diferentes orientaciones de un par de resonadores de lazo abierto, que son distanciadas por un espacio “ s ” [Hon]. La naturaleza y la extensión de los campos determinan la fuerza del acoplamiento. Se muestra que la resonancia del modo fundamental de cada resonador de lazo abierto tiene el máximo campo eléctrico en el campo opuesto.

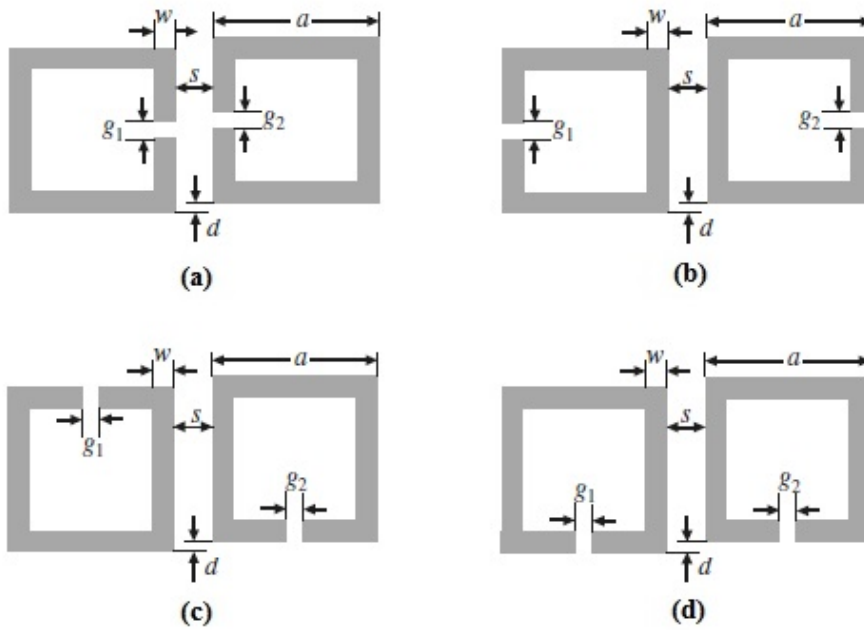


Figura 2.15.: Estructuras de acoplamiento típico de resonadores acoplados (a) Acoplamiento eléctrico, (b) Acoplamiento magnético, (c) y (d) Acoplamiento mixto [Hon].

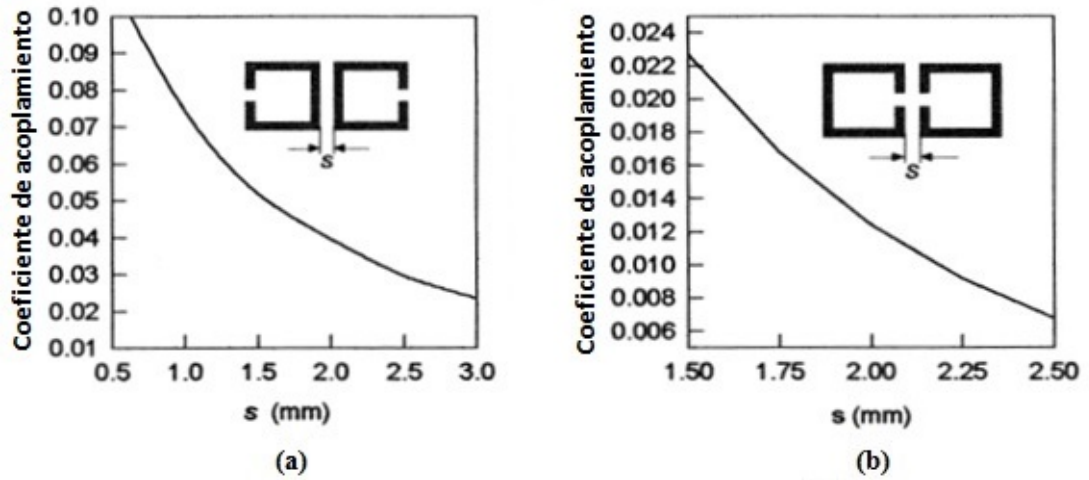


Figura 2.16.: Curvas de diseño, (a) Acoplamiento magnético y (b) Acoplamiento eléctrico [Hon].

En la Figura 2.15(a) muestra el acoplamiento eléctrico que puede ser obtenido si el lado abierto de los dos resonadores acoplados son ubicados próximos, (b) el acoplamiento magnético puede ser obtenido si los lados de campo magnético máximo de los dos resonadores acoplados son próximos. Para la estructura de acoplamiento (c) y (d) de campo eléctrico y magnético los lados acoplados pueden tener distribuciones comparativas, por lo tanto eléctrico y magnético ocurre.

Para el cálculo de los espaciamientos de acople entre los resonadores de las diferentes configuraciones de la Figura 2.15 los obtenemos de las gráficas de la Figura 2.16 y Figura 2.17.

2.7.9. Filtros Trisección y Filtros Trisección en Cascada (CT)

Cada sección de TC se compone de tres resonadores acoplados directamente con un acoplamiento cruzado, el acoplamiento cruzado aparece cuando no hay acoplamiento entre resonadores no adyacentes. Este acoplamiento cruzado producirá un único polo de atenuación a la frecuencia finita. Con la suposición de que los coeficientes de acoplamiento directos son positivos, el polo de atenuación está en el lado bajo de la banda de paso si el acoplamiento cruzado es positivo también, mientras que el polo de atenuación está en el lado alto de la banda de paso, si el acoplamiento cruzado es negativo. La función de transferencia de un filtro de CT puede ser expresado como:

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)}} \quad (2.21)$$

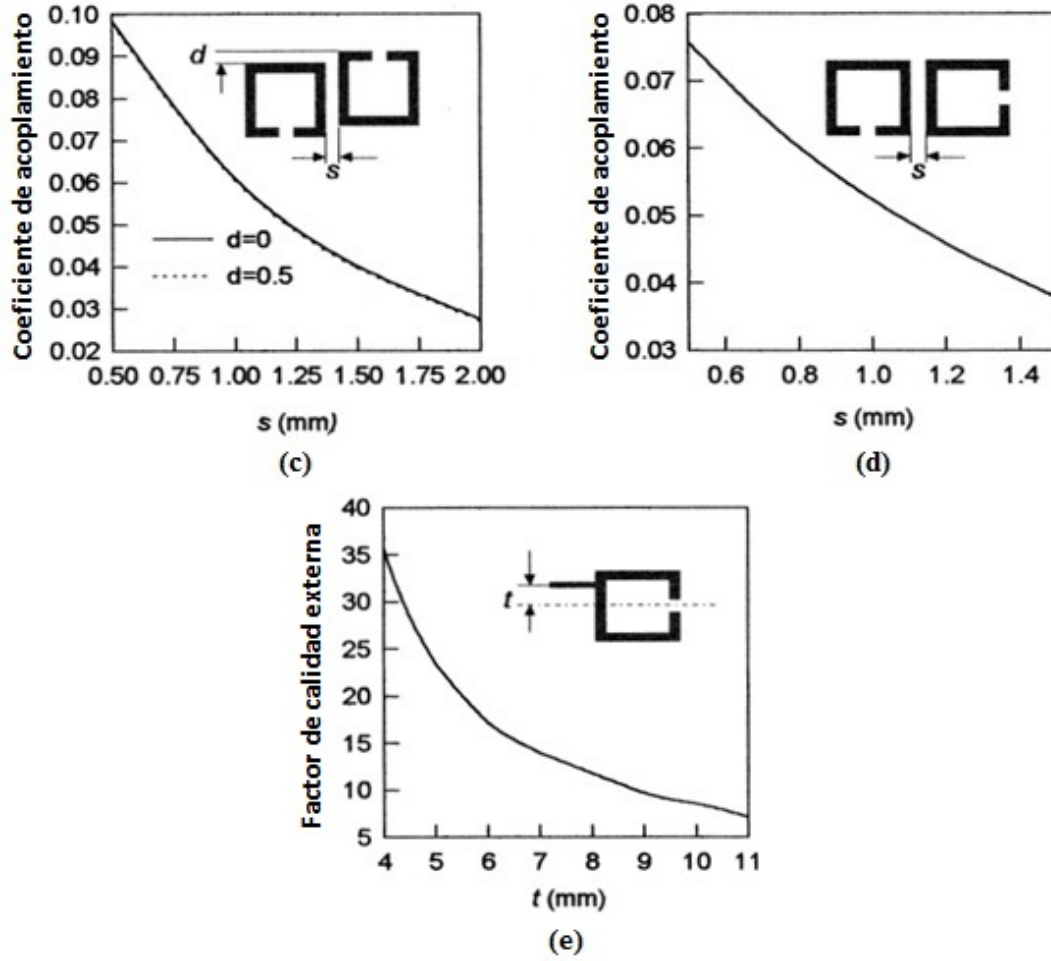


Figura 2.17.: Curvas de diseño, (c) Acoplamiento mixto I, (d) Acoplamiento mixto II y (e) Factor de calidad externa [Hon].

$$F_n = \cosh \left[\sum_{i=1}^n \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega^{-1}/\Omega_{ai}}{1-\Omega/\Omega_{ai}} \right) \right] \quad (2.22)$$

Donde ε es la constante de rizado, Ω es la frecuencia variable del prototipo de filtro paso bajo, Ω_{ai} es el polo de atenuación, y n es el grado del filtro [Hon].

La principal ventaja de los filtros CT es la capacidad de producir una respuesta asimétrica, lo cual es deseable para el requerimiento de algunas aplicaciones con alta selectividad en un lado de la banda de paso, pero menos o nada en el otro lado. En algunos casos, la respuesta asimétrica resulta del largo número de resonadores con altas pérdidas por inserción en la banda de paso, gran tamaño y alto costo.

2.7.9.1. Filtros Trisección

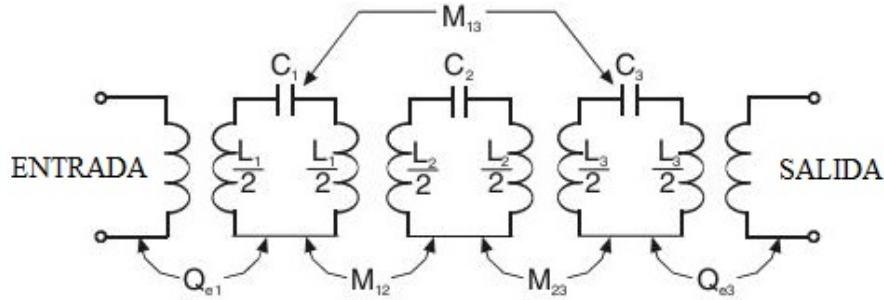


Figura 2.18.: Circuito equivalente de un filtro Trisección pasa banda [Hon].

Los filtros trisección de tres polos no son solo la forma simple de los filtros CT, son también la base para construcción de los filtros CT de alto grado. Sin embargo es importante entender cómo trabajan. Para el caso de banda estrecha, el circuito equivalente que se muestra en la Figura 2.18 puede representar un filtro trisección.

El acoplamiento entre los resonadores adyacentes es dado por los coeficientes de acoplamiento M_{12} y M_{23} y el acoplamiento cruzado es dado por M_{13} ; Q_{e1} y Q_{e3} son los factores de calidad externos que denotan el acoplamiento a la entrada y la salida respectivamente. Los resonadores no necesariamente están sincronizados para este tipo de filtro; $1/\sqrt{(L_i C_i)} = \omega_{0i} = 2\pi \cdot f_{0i}$ es la frecuencia angular resonante del resonador para $i = 1, 2$ y 3 . Por simplicidad podemos asumir que $M_{12} = M_{23}$, $Q_{e1} = Q_{e3}$, y $\omega_{01} = \omega_{03}$ [Hon].

2.7.9.2. Filtros Trisección Microstrip

Los filtros trisección microstrip con diferentes formas de resonador, tal como resonadores de lazo abierto [HL99] y resonadores parche triangular [HL00], pueden producir respuesta en frecuencia asimétrica con un polo de atenuación de frecuencia finita en cualquiera de los dos lados de la banda de paso. En la Figura 2.19, Figura 2.20 podemos observar las dos formas de diseño de los filtros trisección y sus respuestas respectivamente, para el análisis de los mismos según las especificaciones de diseño.

2.8. Unión

Filtros conectados en paralelo o en serie a menudo son necesarios con el fin de dividir un solo canal que lleva muchas frecuencias en una serie de canales independientes

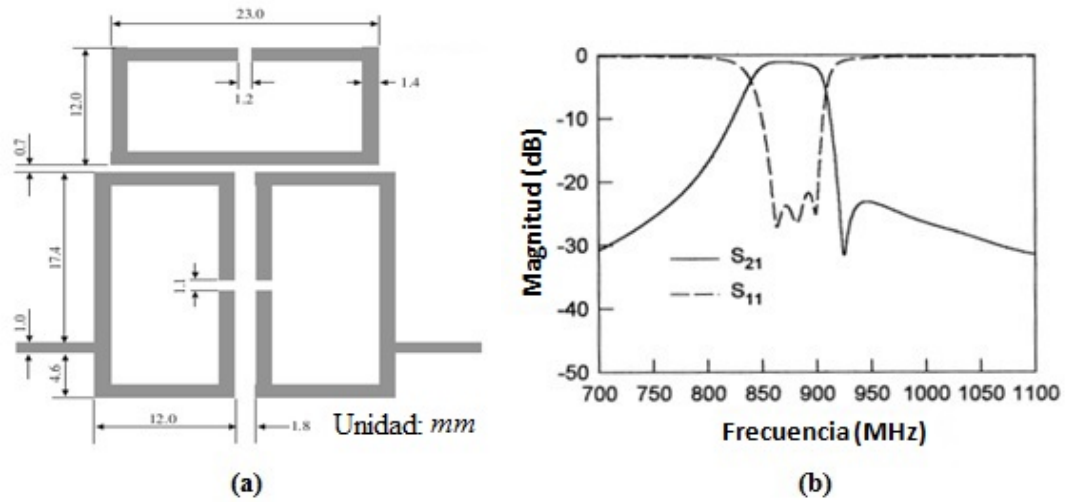


Figura 2.19.: (a) Layout del filtro trisección microstrip diseñado para tener alta selectividad en lado alto de la banda de paso, (b) Rendimiento medido del filtro [Hon].

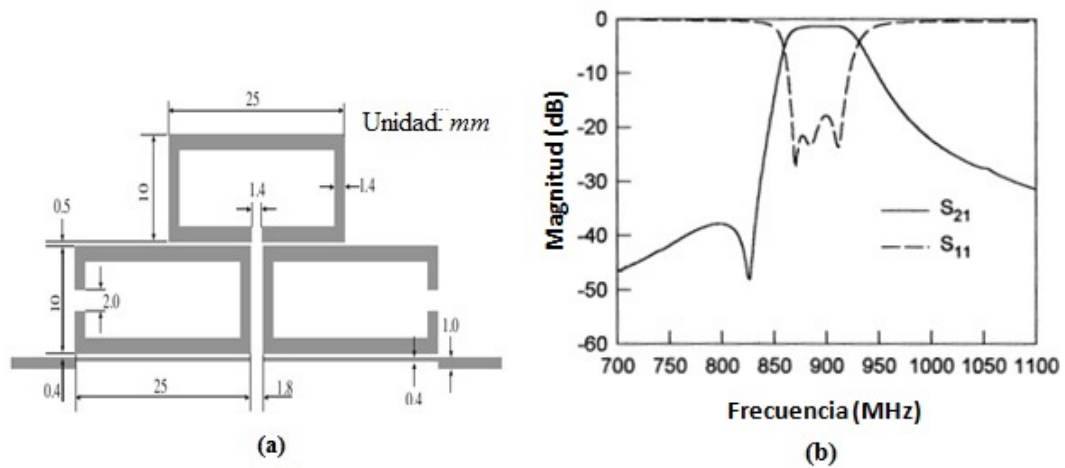


Figura 2.20.: (a) Layout del filtro trisección microstrip diseñado para tener baja selectividad en lado alto de la banda de paso, (b) Rendimiento medido del filtro [Hon].

que llevan bandas estrechas de frecuencias. También se requieren a menudo grupos similares de filtros para el proceso inverso de la suma de número de canales que transportan diferentes bandas de frecuencias de manera que todas las frecuencias se pueden poner en un solo canal de banda ancha sin pérdida de la energía.

La Figura 2.21 muestra un multiplexor de tres canales que pueden utilizar tres filtros de pasa banda separados, un primer canal para proporcionar la frecuencia de 2,0 -

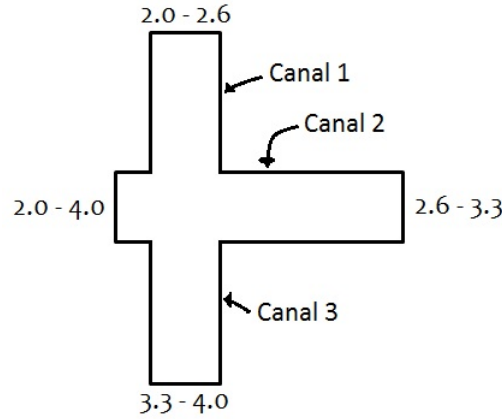


Figura 2.21.: Multiplexación de tres canales [GMJ].

2,6 GHz, un segundo canal para proporcionar la frecuencia de 2.6 - 3,3 GHz, y el tercer canal para proporcionar la frecuencia de 3,3 - 4,0 GHz.

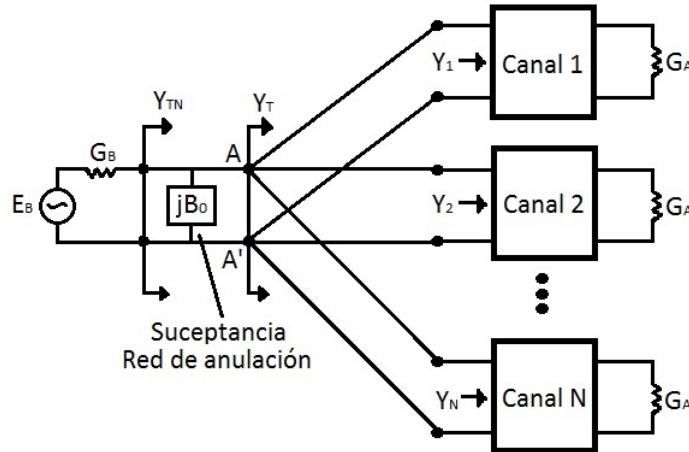


Figura 2.22.: Multiplexor conectado en paralelo [GMJ].

La Figura 2.22 muestra un dibujo esquemático que consiste de N canales compuestos por filtros de paso banda especialmente diseñados. Los canales están conectados en paralelo, y una red susceptancia-anulación se añade en derivación para ayudar a proporcionar una constante cercana de admitancia Y_{TN} de entrada, lo que se aproxima la conductancia del generador G_b , a través de la banda de operación del multiplexor.

La Figura 2.23 muestra el caso análogo de un multiplexor conectado en serie. Dado que el caso de la serie es el doble exacto del caso en paralelo, de modo que los mismos principios se aplican en ambos. Sin embargo, se debe entender que las mismas observaciones se aplican a los multiplexores conectados en serie, simplemente reem-

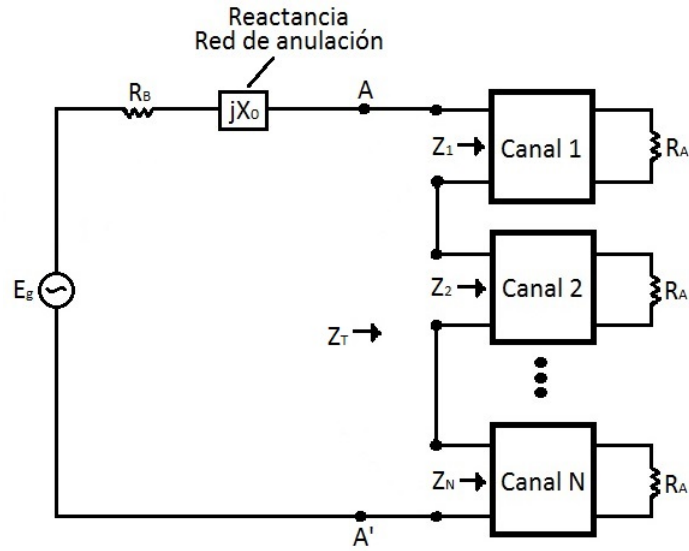


Figura 2.23.: Multiplexer conectado en serie [GMJ].

plazando las admitancias por impedancias, conexiones paralelas por conexiones en serie, y los filtros y las redes de anulación utilizados para conexiones en paralelo.

3. Estado del Arte / Trabajos Relacionados / Antecedentes

3.1. Triplexer Microstrip Compacto para aplicaciones Multibanda [WHWYKan]

Este trabajo presenta un triplexer microstrip con actuaciones multibanda mediante el uso de los resonadores simples en cascada para reducir el tamaño del circuito. Los tres canales de banda de paso del triplexer se pueden generar mediante el uso de los resonadores de impedancia escalonada (SIR - Step Impedance Resonator) y los resonadores de impedancia uniforme (UIR - Uniform Impedance Resonator).

El triplexer básicamente se compone de dos UIR (resonador 1 y 4) y dos SIR (resonador 2 y 3). El resonador 1 es el resonador común, conectado al puerto de entrada (puerto 1), que pueden ofrecer los tres modos de resonancia a las frecuencias de 2, 4 y 6 GHz. Por lo tanto, el resonador 2, conectado al puerto de primera salida (puerto 2), junto con el resonador común proporciona el canal de pasabanda por primera vez en 2 GHz. En el procedimiento de diseño similar, el resonador 3, conectado al puerto de la segunda salida (puerto 3), se combina con el resonador común para proporcionar el canal pasabanda de 4 GHz. El resonador 4, conectado al puerto 3 de salida (puerto 4), es también, junto con el resonador común acoplado con el canal 3 la tercera banda a 6 GHz.

Especificaciones del Sustrato	
Material	Duroid 5880
Constante dieléctrica (ϵ_r)	2.2
Espesor (mm)	0.787
Tangente de pérdidas	0.0009
Tamaño del sustrato (mm)	35 x 25

Table 3.1.: Especificaciones técnicas del sustrato para la sec. 3.1 del estado del arte.

El diseño tiene una buena respuesta multibanda a 2, 4 y 6 GHz. la propuesta tiene un tamaño compacto de 35 x 25 mm, ver Fig. 3.4. El triplexer se fabrica con sustrato Duroid 5880, una constante dieléctrica 2.2, espesor de 0.787mm y una tangente de pérdidas 0.0009 especificados en la Tab.3.1. El nivel de aislamiento entre los tres

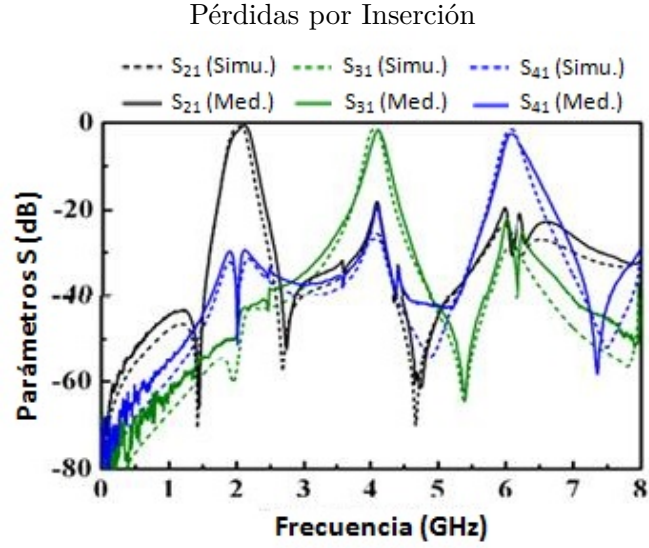


Figure 3.1.: Pérdidas por inserción en simulación y medición de cada canal respectivamente de la sec. 3.1 del estado del arte [WHWYKan].

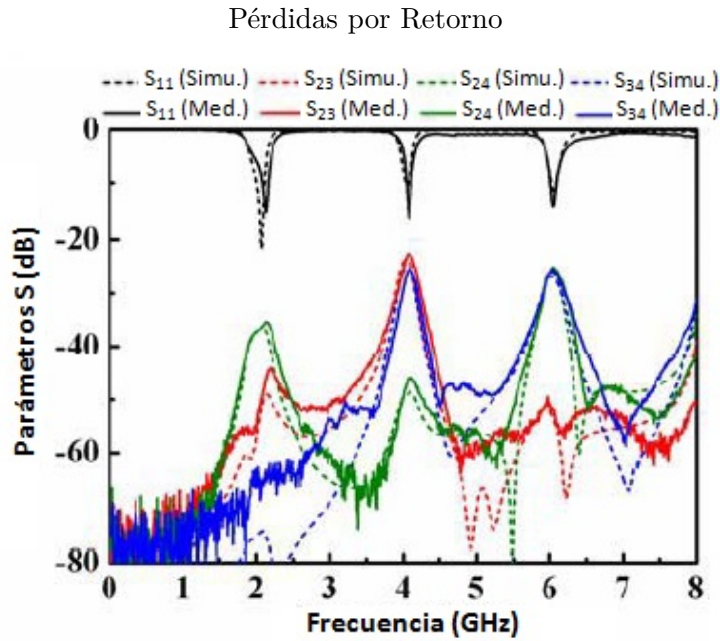


Figure 3.2.: Pérdidas por retorno en simulación y medición de cada canal respectivamente de la sec. 3.1 del estado del arte [WHWYKan].

canales es de más de -30 dB, ver Tab. 3.2. Por tanto, el triplexer es particularmente adecuado para aplicaciones en los modernos sistemas de comunicación multiservicio [WHWYKan].

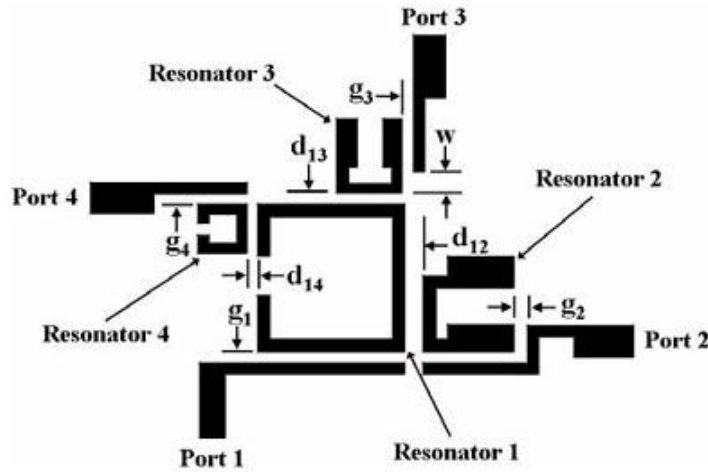


Figure 3.3.: Layout del triplexer a fabricar para la sec.3.1 del estado del arte [Mon08].

Especificaciones del Triplexer			
	Canal 1	Canal 2	Canal 3
Frecuencia central (GHz)	2	4	6
Ancho de banda fraccional (%)	12.5	5.2	3.5
Coefficiente de acoplamiento (M)	0.11	0.045	0.03
Factor de calidad (Q)	34.4	20	9.5
Pérdidas por inserción (dB)	0.7	1.75	2.55

Table 3.2.: Especificaciones de los tres canales de salida del triplexer para la sec. 3.1 del estado del arte.

3.2. Miniaturización de Triplexer con Resonador Común Microstrip sin Red de Acople Adicional [TCRan]

El triplexer propuesto tiene una respuesta en frecuencia de tercer orden de tipo Chebyshev en cada canal y se compone de siete resonadores. Por otra parte, la red adicional acoplada colocada en el puerto de entrada es necesaria para los triplexers convencionales, pero no es necesario para este proyecto. El triplexer experimental se fabrica con sustrato Rogers RO4003, una constante dieléctrica 3.38, espesor de 0.508mm y una tangente de pérdidas 0.0027 como se muestra en la Tab. 3.3.

El triplexer está formado por la conexión de tres filtros paso banda Chebyshev de tercer orden con un resonador común. Cada filtro puede ser diseñado de forma individual para producir la banda de paso deseada antes de la combinación de los tres como un triplexer. El resonador 1 está basado en el resonador SIR está diseñado para

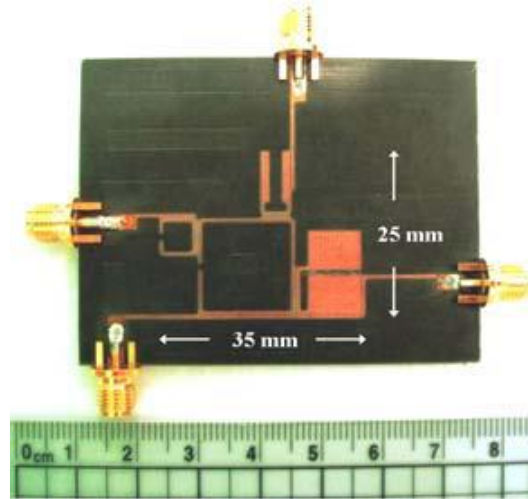


Figure 3.4.: Triplexer fabricado con el sustrato Duroid 5880, sec. 3.1 del estado del arte [WHWYKan].

ser capaz de operar simultáneamente en tres frecuencias de los canales específicos con el fin de ser compartido por los tres canales del filtro.

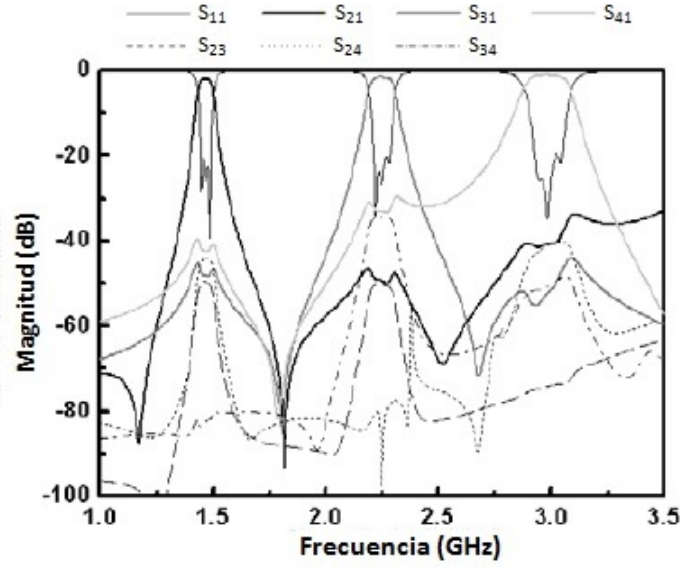
Especificaciones del Sustrato	
Material	Rogers RO4003
Constante dieléctrica (ϵ_r)	3.38
Espesor (mm)	0.508
Tangente de pérdidas	0.0027
Tamaño del sustrato (mm)	60 x 39.5

Table 3.3.: Especificaciones técnicas del sustrato para la sec. 3.2 de estado del arte.

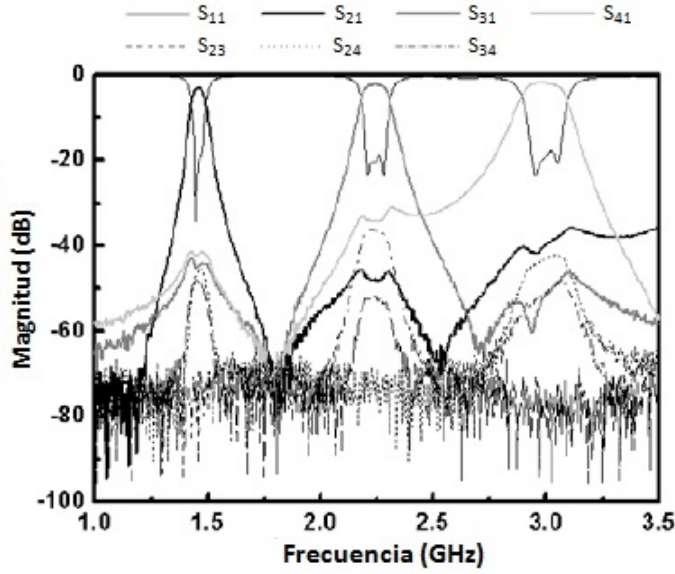
Especificaciones del Triplexer			
	Canal 1	Canal 2	Canal 3
Frecuencia central (GHz)	1.47	2.25	3
Ancho de banda fraccional (%)	3.5	4.2	5.6
Coefficiente de acoplamiento (M)	0.032	0.038	0.051
Factor de calidad (Q)	29.6	24.7	18.5
Pérdidas por inserción (dB)	2.9	2.3	2

Table 3.4.: Especificaciones de los tres canales de salida del triplexer para la sec. 3.2 del estado del arte.

El concepto de diseño es ubicar adecuadamente los órdenes fundamentales, el primer



(a) Simulación de los parámetros S.



(b) Medición de la parámetros S.

Figure 3.5.: Perdidas por inserción y retorno, en simulación y medición de cada canal respectivamente de la sec. 3.2 del estado del arte [TCRan].

lugar de orden superior, y el segundo de orden superior, las frecuencias de resonancia del resonador común, puede ser compartido por tres los canales de filtro, ver Tab. 3.4.

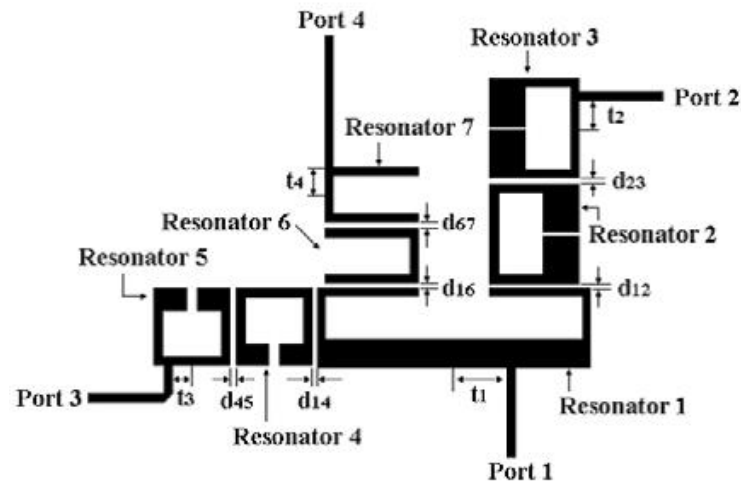


Figure 3.6.: Layout del Triplexer a fabricar para la sec.3.2 del estado del arte [TCRan].

En comparación con el triplexer convencional, la propuesta tiene un tamaño compacto de 60 x 39.5mm, ver Fig.3.7. Los resultados medidos concuerdan con las predicciones de la simulación, el circuito es particularmente adecuado para aplicaciones multibanda y multiservicio en los futuros sistemas de comunicaciones móviles [TCRan].

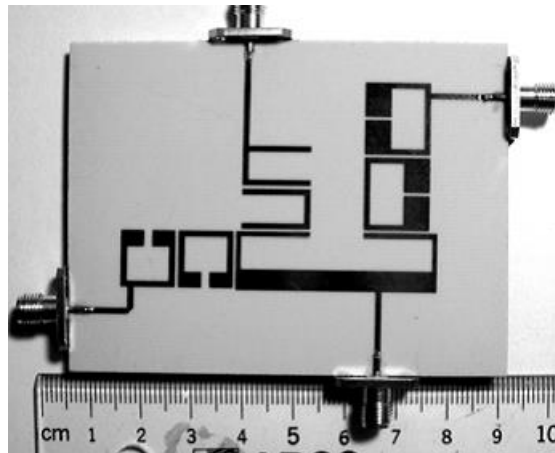


Figure 3.7.: Triplexer fabricado con el sustrato Rogers RO4003, sec.3.2 del estado del arte [TCRan].

3.3. Filtros Microstrip Trisección Paso Banda con Acoplamiento Cruzado con Características de Frecuencia Asimétrica [HL99]

Un par de filtros microstrip trisección paso banda, que consiste en acoplamiento cruzado de resonadores de bucle abierto y exhibiendo características asimétricas de frecuencia, se analizan en esta investigación. La utilización de resonadores microstrip de bucle abierto no sólo hace que los filtros sean compactos, sino que también permite que el acoplamiento cruzado realizado sea positivo o negativo. Esto resulta con un polo de atenuación a la frecuencia finita en el lado alto o el lado bajo de la banda de paso, de modo que la respuesta en frecuencia es asimétrica. Dos diseños de filtros de este tipo se describen en la Fig. 3.8.

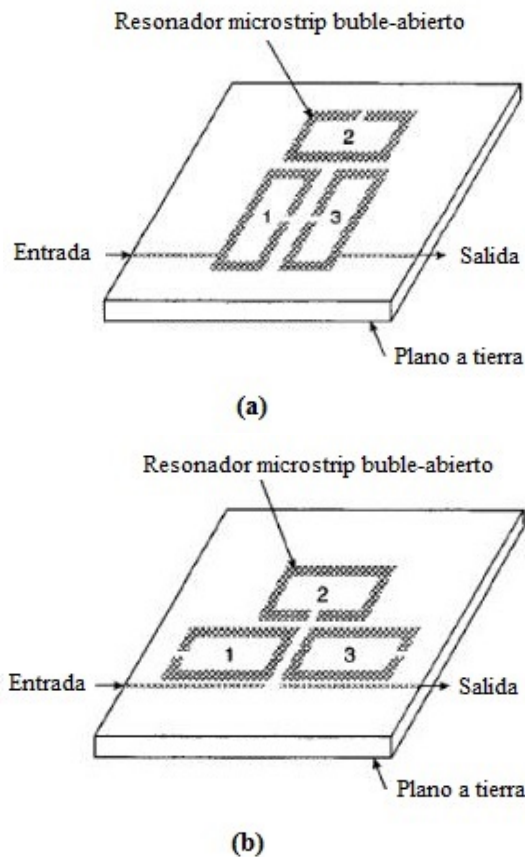


Figure 3.8.: Par de Filtros paso banda microstrip Trisección con acoplamiento cruzado, (a) Filtro con alta selectividad en la parte alta de la banda de paso, (b) Filtro con alta selectividad en la parte baja de la banda paso [HL99].

Se puede observar que los filtros trisección microstrip paso banda acoplados transver-

sales son prometedores para las comunicaciones móviles y otras aplicaciones. El uso de superconductores de alta temperatura puede mejorar considerablemente su rendimiento. También se puede esperar que los filtros microstrip de frecuencia asimétrica con más de tres resonadores puedan ser desarrollados sobre la base de las configuraciones de filtros propuestos trisección [HL99].

3.4. Conclusiones / Apreciaciones finales / Miscelánea

Tomando como referencia los trabajos presentados en este apartado, se planea tomar como ejemplo la estructura de resonador cuadrado y su respectiva unión para su análisis, diseño y observación de la respuesta en frecuencia.

De acuerdo a las investigaciones realizadas sobre triplexers encontramos amplias diferencias en el tipo de estructura de filtro utilizado en la fabricación de los mismos y las especificaciones técnicas aplicadas, la mayoría de investigaciones están basadas en frecuencias superiores a los 1 GHz.

Los sustratos caracterizados utilizados tienen constantes dieléctricas pequeñas que varían entre 2.2 y 3.8, lo que da como resultado el ancho de banda angosto de los filtros como podemos observar en los dos primeros casos vistos en la sec. 3.1 y sec. 3.2.

Los resultados en la fabricación de la placa es inferior a los 10 cm que está dentro de los parámetros que también se estipula en esta investigación.

Hay investigaciones basadas en filtros trisección pero únicamente de forma teórica y explicativa del funcionamiento de este tipo de estructura, sin embargo, no hay muchas pruebas realizadas y sobre todo de la implementación de algún tipo de circuito utilizando filtros resonadores trisección.

4. Propuesta de Solución / Diseño

Para lograr dar solución al problema de integración de tres tecnologías móviles (GSM, UMTS, LTE) a través del diseño, simulación e implementación de un triplexer utilizando filtros resonadores, ver Figura 4.1, se desarrolla una amplia investigación de los diferentes tipos de resonadores, para poder evaluar su respuesta en frecuencia, selectividad, pérdidas de inserción, pérdidas de retorno y buen aislamiento.

Y posteriormente escoger el mejor diseño para de cada uno de los filtros para proceder a la unión de los mismos y completar la estructura del triplexer.

Con el fin de minimizar los costos, la tecnología utilizada para el diseño será microstrip. La implementación del circuito estará de acuerdo al uso que se le va a dar, que es la integración de tres tecnologías móviles (LTE, GSM y UMTS). Así mismo reducir las dimensiones en el producto final de acuerdo al diseño del filtro y unión utilizado para la construcción del triplexer.

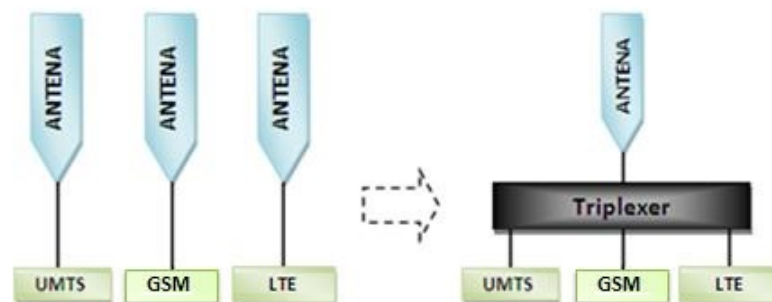


Figura 4.1.: Una aproximación de la implementación a un sistema de comunicaciones móviles.

4.1. Fórmulas de Diseño I

Se estableció el uso de filtros selectivos con dos pares de zeros de transmisión ya que a frecuencias finitas da como resultado una mejor selectividad, se plantea re-

alizar el diseño de filtros con filtros resonadores cuadrados evaluados en la sec. 2.7.8 empezando con el orden 8 [Hon].

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_{AS}}}{10^{0,1L_{AR}}}}}{\cosh^{-1} \Omega_S} \quad (4.1)$$

$$L_{AR} = -10 \log(1 - 10^{0,1L_R}) dB \quad (4.2)$$

Donde:

n : Orden del filtro

L_{AS} : Banda de Rechazo

L_{AR} : Rizado de la banda de paso

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (4.3)$$

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (4.4)$$

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.5)$$

Donde:

ω_0 : Frecuencia angular ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$)

FBW : Ancho de banda fraccional

Ω : Frecuencia variable que $\Omega = \pm \Omega_a$ ($\Omega_a > 1$) son la localización de los zeros de transmisión

Fórmulas de los parámetros de diseño de un filtro paso banda, la Figura 4.2 hace referencia a la estructura de acoplamiento general, donde cada nodo representa un resonador:

$$Q_{e1} = Q_{e2} = \frac{g_1}{FBW} \quad (4.6)$$

$$M_{i,i+1} = M_{n-i,n-i+1} = \frac{FBW}{g_i g_{i+1}} \quad (4.7)$$

$$M_{m,m+1} = \frac{FBW \cdot J_m}{g_m} \quad (4.8)$$

$$M_{m-1,m+2} = \frac{FBW \cdot J_{m-1}}{g_{m-1}} \quad (4.9)$$

$$(i = 1, 2, \dots, m), m = n/2$$

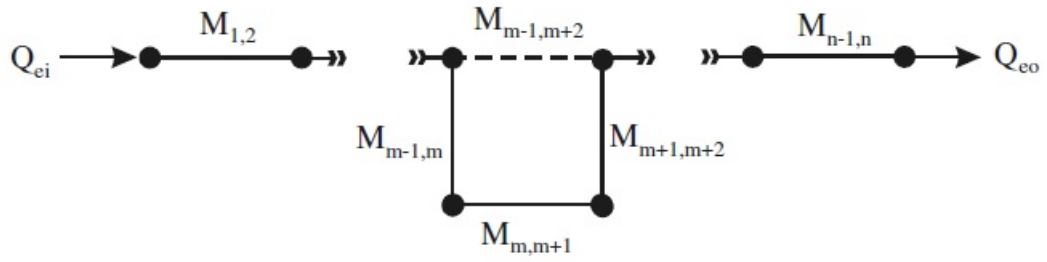


Figura 4.2.: Estructura de acoplamiento general de un filtro pasa banda con un par de zeros de transmisión [[Hon]].

Donde:

$Q_{e1} = Q_{e2}$: Factor de calidad a la entrada y salida

M : Coeficientes de acoplamiento

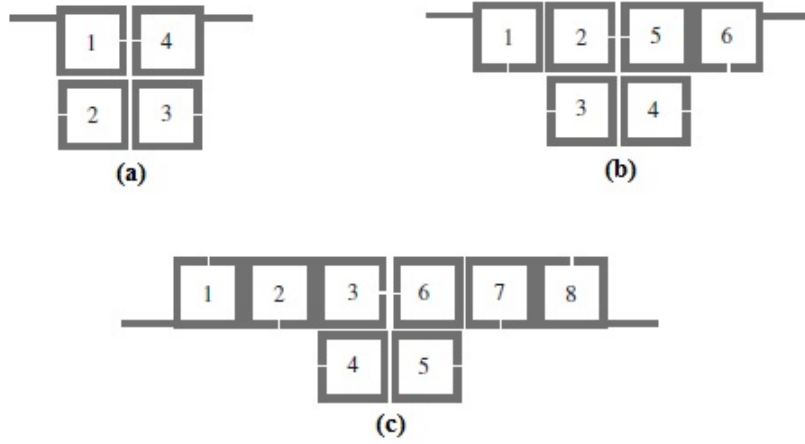


Figura 4.3.: Configuración de filtros paso banda con un par de zeros de transmisión, (a) Filtro de orden 4, (b) filtro de orden 6, (c) Filtro de orden 8 [Hon].

La Figura 4.3 muestra algunas configuraciones de filtros compuestos de resonadores microstrip de lazo abierto. Aquí, los números indican la secuencia de acoplamiento directo. Aunque sólo los filtros de hasta ocho polos se han ilustrado, la construcción de filtros de orden superior es factible. Hay otras configuraciones diferentes de filtros y formas de resonador que pueden ser utilizados.

Para el cálculo de la longitud (L) y el grosor (W) de la línea de cobre plasmada en el sustrato, utilizamos la herramienta de TxLine del Software MWO (Microwave Office) para calcular los valores de W y L , ver Figura 4.4.

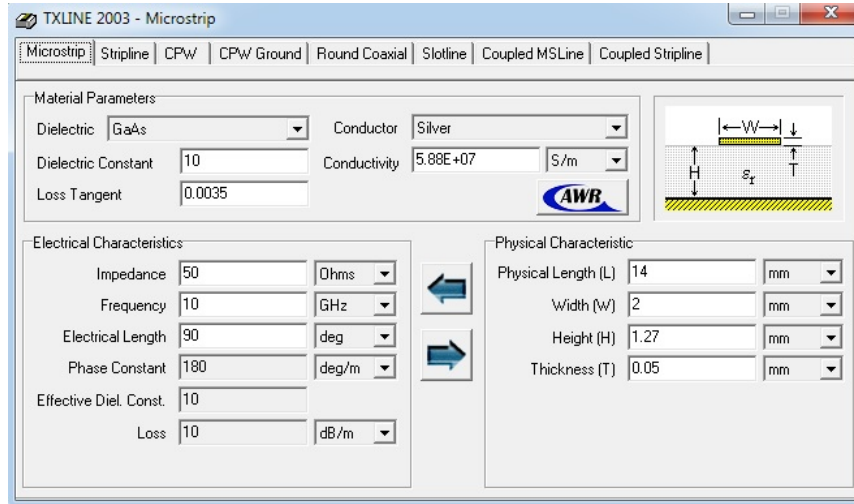


Figura 4.4.: Herramienta TXLine de MWO.

4.1.1. Diseño de Filtro de Orden 8

De acuerdo al orden del filtro se establecen los valores de los elementos de un prototipo de 8 polos.

$$n = 8 \text{ y } 1,2 \leq \Omega_a \leq 1,6$$

$$g_1(\Omega_a) = 1,64578 - 1,55281 \cdot \Omega_a + 1,48177 \cdot \Omega_a^2 - 0,63788 \cdot \Omega_a^3 + 0,10396 \cdot \Omega_a^4$$

$$g_2(\Omega_a) = 2,50544 - 2,64258 \cdot \Omega_a + 2,55107 \cdot \Omega_a^2 - 1,11014 \cdot \Omega_a^3 + 0,18275 \cdot \Omega_a^4$$

$$g_3(\Omega_a) = 3,30522 - 3,25128 \cdot \Omega_a + 3,06494 \cdot \Omega_a^2 - 1,30769 \cdot \Omega_a^3 + 0,21166 \cdot \Omega_a^4$$

$$g_4(\Omega_a) = 75,20324 - 194,70214 \cdot \Omega_a + 194,55809 \cdot \Omega_a^2 - 86,76247 \cdot \Omega_a^3 + 14,54825 \cdot \Omega_a^4$$

$$J_3(\Omega_a) = -25,42195 + 63,50163 \cdot \Omega_a - 61,03883 \cdot \Omega_a^2 + 26,44369 \cdot \Omega_a^3 - 4,3338 \cdot \Omega_a^4$$

Datos con los que podemos hallar los coeficientes de acoplamiento y el factor de calidad a la entrada y salida del filtro, fórmulas vistas en la Sección 4.1.

Para este primer diseño vamos a usar la configuración de filtro (c) de la Figura 4.3. Generamos a continuación la tabla de datos para un filtro de orden 8 en dos sustratos diferentes: Fibra de vidrio de uso comercial y el Taconic RF-35, sustrato caracterizado.

Se procede a realizar el diseño con el software escogido, cabe resaltar que la elección del software es de acuerdo a la manejabilidad del usuario y que tan cómodo se sienta con él.

Calculamos los espaciamientos entre cada resonador con la Figura 2.16 y Figura 2.17 de la Subsección 2.7.8. Creamos el diseño para cada uno de los filtros con las herramientas dadas por el software y tratando de usar componentes inteligentes que nos puedan ayudar a simplificar el trabajo de diseño.

TABLA DE DATOS						
N	8					
$Sustrato$	Fibra de vidrio			RF-35		
ε_r	4.07			3.5		
$H(mm)$	1.6			0.5		
	Canal 1	Canal 2	Canal 3	Canal 1	Canal 2	Canal 3
$L(mm)$	86	38.8	33.8343	106.6	49.4	42.6
$W(mm)$	3.13667	3.13607	3.13704	1.04504	1.04341	1.0432
	Puerto 1		Puerto 2		Puerto 3	
$\omega_0(MHz)$	5471.785		11265.6654		12825.0878	
FBW	0.195		0.0948		0.1225	
$\Omega(\pm)$	1.001		1.0001		0.9998	
$Q_{e1} = Q_{e0}$	5.337078		10.978		8.49575	
$M_{1,2}$	0.15678		0.07622		0.09849	
$M_{2,3}$	0.11246		0.05467		0.070649	
$M_{3,4}$	0.08139		0.04616		0.051135	
$M_{4,5}$	0.16956		0.08243		0.106519	
$M_{3,6}$	-0.08154		-0.039964		-0.051225	

Cuadro 4.1.: Tabla de datos de filtro de orden 8.

El diseño se realiza con líneas acopladas y líneas de alimentación a la entrada y salida, los cuales indican los puertos.

En las gráficas de los siguientes apartados se observan los parámetros S_{11} y S_{21} , correspondientes a las pérdidas por retorno y las pérdidas por inserción respectivamente de cada uno de los filtros diseñados para las diferentes bandas de frecuencias propuestas en esta investigación.

4.1.1.1. Simulación de Filtros de Orden 8 con FIBRA DE VIDRIO

4.1.1.1.1 Canal 1 para frecuencias de LTE (790-960 MHz)

Observamos la Figura 4.5 la respuesta del filtro y vemos que no logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, el parámetro S_{21} a la frecuencia central (875 MHz) se encuentra a -1.772 dB y el parámetro S_{11} se encuentra en los -16.84 dB.

4.1.1.1.2 Canal 2 para frecuencias de GSM (1710-1880 MHz)

Observamos la Figura 4.6 la respuesta del filtro y vemos que si logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, el parámetro S_{21} a la frecuencia

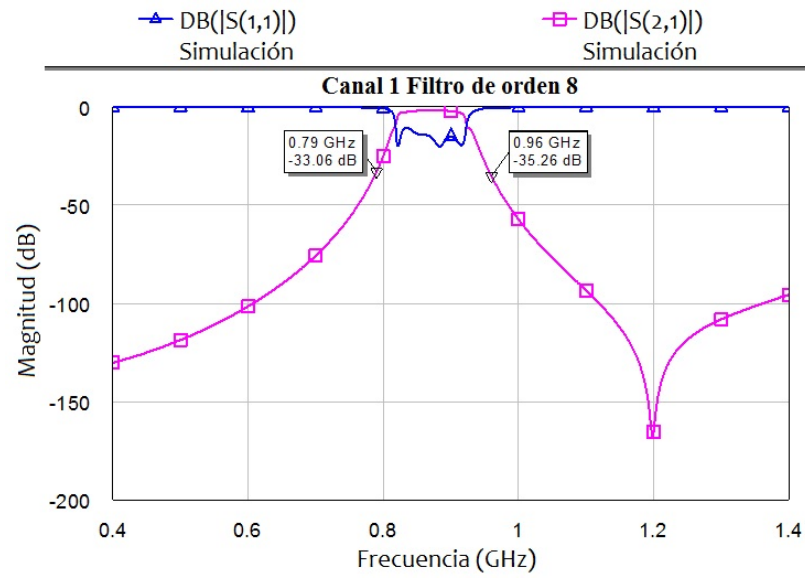


Figura 4.5.: Simulación del Canal 1 en Fibra de Vidrio – Filtro de orden 8.

central (1795 MHz) se encuentra a -1.555 dB y el parámetro S_{11} se encuentra en los -9.738 dB.

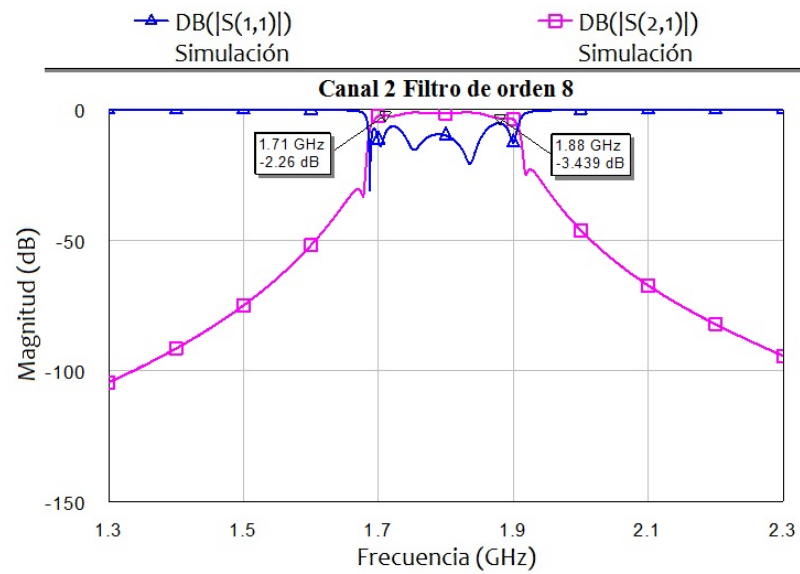


Figura 4.6.: Simulación del Canal 2 en Fibra de Vidrio – Filtro de orden 8.

4.1.1.1.3 Canal 3 para frecuencias de UMTS (1920-2170 MHz)

Observamos la Figura 4.7 la respuesta del filtro y vemos que si logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, el parámetro S_{21} a la frecuencia central (2045 MHz) se encuentra a -1.569 dB, se encuentra muy bajo referente a las especificaciones de pérdidas por inserción, lo cual no resulta muy bueno para su futura utilización y el parámetro S_{11} se encuentra en los -13.31 dB.

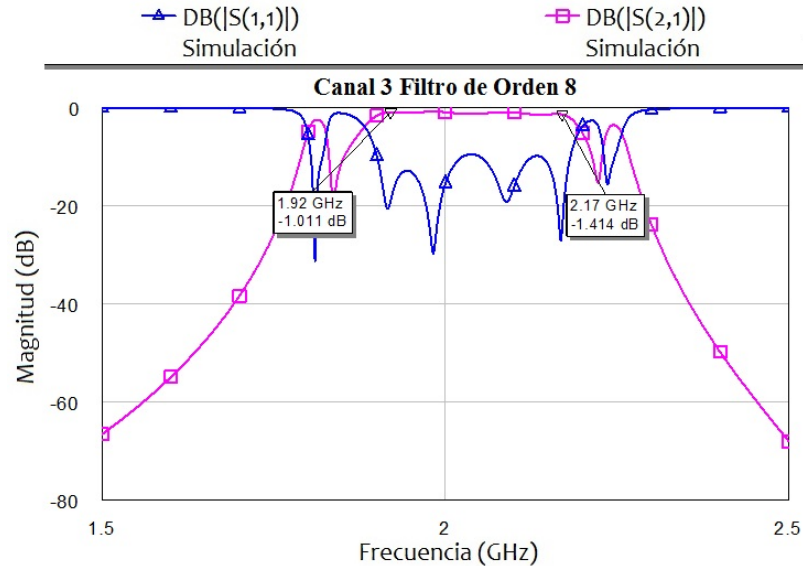


Figura 4.7.: Simulación del Canal 3 en Fibra de Vidrio – Filtro de orden 8.

4.1.1.2. Simulación de Orden 8 con TACONIC RF-35

4.1.1.2.1 Canal 1 para frecuencias de LTE (790-960 MHz)

Observamos la Figura 4.8 la respuesta del filtro y vemos que no logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, pero el parámetro S_{21} a la frecuencia central (875 MHz) se encuentra a -5.571 dB, se encuentra muy bajo referente a las especificaciones de pérdidas por inserción, lo cual no resulta muy bueno para su futura utilización ya que presenta un ancho de banda angosto. El parámetro S_{11} se encuentra en los -23.83 dB.

4.1.1.2.2 Canal 2 para frecuencias de LTE (1710-1880 MHz)

Observamos la Figura 4.9 la respuesta del filtro y vemos que no logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, pero el parámetro S_{21} a la frecuencia central (1795 MHz) se encuentra a -6.029 dB, se encuentra muy bajo

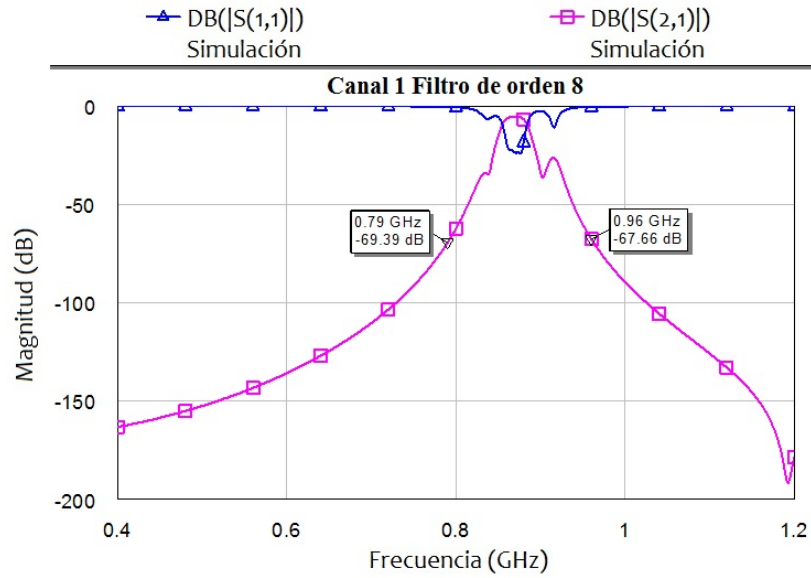


Figura 4.8.: Simulación del canal 1 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 8.

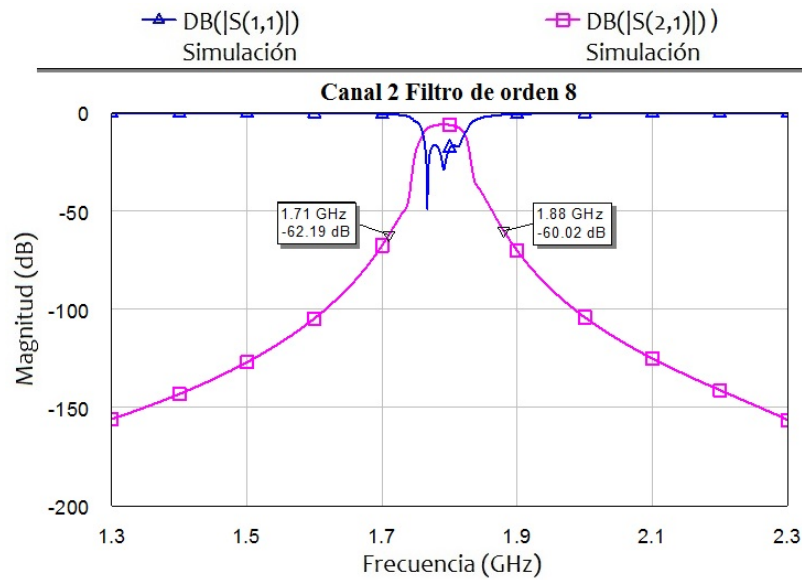


Figura 4.9.: Simulación del canal 2 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 8.

referente a las especificaciones de pérdidas de inserción, lo cual no resulta muy bueno para su futura utilización y el parámetro S_{11} se encuentra en los -22.93 dB. También presenta un ancho de banda angosto como en el caso anterior.

4.1.1.2.3 Canal 3 para frecuencias de LTE (1920-2170 MHz)

Observamos la Figura 4.10 la respuesta del filtro y vemos que no logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, pero el parámetro S_{21} a la frecuencia central (2045 MHz) se encuentra a -2.817 dB y el parámetro S_{11} se encuentra en los -23.35 dB. Tiene buena respuesta a la frecuencia deseada aunque no abarca el ancho de banda en su totalidad.

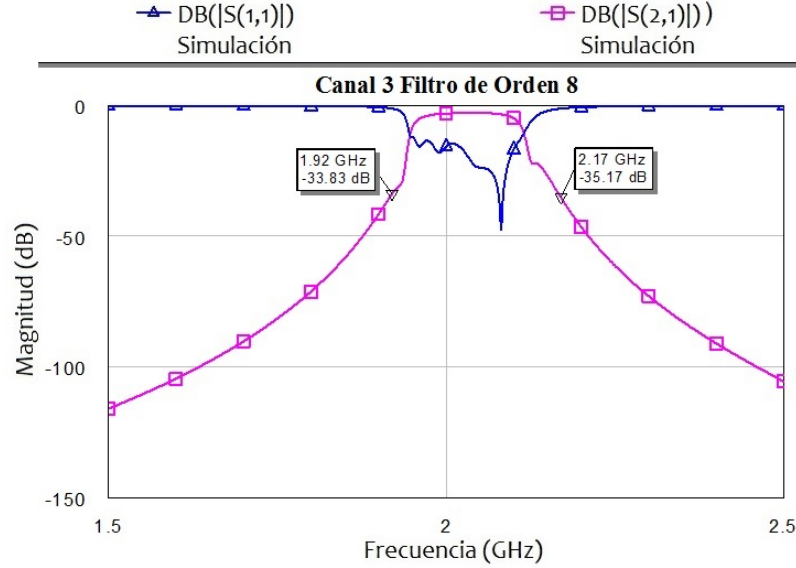


Figura 4.10.: Simulación del canal 3 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 8.

4.1.2. Diseño de Filtro de Orden 6

De acuerdo al orden del filtro se establecen los valores de los elementos de un prototipo de 6 polos.

$n = 6$ y $1,2 \leq \Omega_a \leq 1,6$

$$g_1(\Omega_a) = 1,70396 - 1,59517 \cdot \Omega_a + 1,40956 \cdot \Omega_a^2 - 0,56773 \cdot \Omega_a^3 + 0,08718 \cdot \Omega_a^4$$

$$g_2(\Omega_a) = 1,97927 - 1,04115 \cdot \Omega_a + 0,75297 \cdot \Omega_a^2 - 0,24544 \cdot \Omega_a^3 + 0,02984 \cdot \Omega_a^4$$

$$g_3(\Omega_a) = 151,54097 - 398,03108 \cdot \Omega_a + 339,30192 \cdot \Omega_a^2 - 178,6625 \cdot \Omega_a^3 + 30,04429 \cdot \Omega_a^4$$

$$J_2(\Omega_a) = -24,36846 + 60,76753 \cdot \Omega_a - 58,32061 \cdot \Omega_a^2 + 25,23321 \cdot \Omega_a^3 - 4,131 \cdot \Omega_a^4$$

$$J_3(\Omega_a) = 160,91445 - 422,57327 \cdot \Omega_a + 422,48031 \cdot \Omega_a^2 - 188,6014 \cdot \Omega_a^3 + 31,66294 \cdot \Omega_a^4$$

Datos con los que podemos hallar los coeficientes de acoplamiento y el factor de calidad a la entrada y salida del filtro, fórmulas vistas en la Sección 4.1.

Vamos a usar la configuración de filtro (b) de la Figura 4.3. Generamos a continuación la tabla de datos para un filtro de orden 6 en Taconic RF-35, sustrato caracterizado.

TABLA DE DATOS			
N	6		
$Sustrato$	RF-35		
ε_r	3.5		
$H(mm)$	0.5		
	Canal 1	Canal 2	Canal 3
$L(mm)$	106.6	49.4	42.6
$W(mm)$	1.04504	1.04341	1.0432
$\omega_0(MHz)$	5.4718e+003	1.1266e+004	1.4332e+004
FBW	0.1952	0.0948	0.3463
$\Omega(\pm)$	1.0000	1.0000	1.0000
$Q_{e1} = Q_{e0}$	5.3164	10.9457	2.9966
$M_{1,2}$	0.1578	0.0766	0.2799
$M_{2,3}$	0.0785	0.0381	0.1392
$M_{3,4}$	0.1808	0.0878	0.3207
$M_{2,5}$	-0.1084	-0.0526	-0.1923

Cuadro 4.2.: Tabla de datos de filtro de orden 6.

Calculamos los espaciamientos entre cada resonador con la Figura 2.16, Figura 2.17 y se procede a realizar el diseño en el software escogido, MWO.

En las gráficas de los siguientes apartados se observan los parámetros S_{11} y S_{21} correspondientes a las pérdidas de retorno y las pérdidas de inserción respectivamente de cada uno de los filtros diseñados para las diferentes bandas de frecuencias.

4.1.2.1. Simulación de Filtros de Orden 6 con TACONIC RF-35

4.1.2.1.1 Canal 1 para frecuencias de LTE (790-960 MHz)

Observamos la Figura 4.7 la respuesta del filtro y vemos que logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, pero la respuesta no es buena en la banda de paso, presenta una onda (ripple) de bajada en la frecuencia central y el parámetro S_{21} a la frecuencia central (875 MHz) se encuentra a -15.02 dB, se encuentra muy bajo, lo cual no resulta muy bueno para su futura utilización, el parámetro S_{11} se encuentra en los -0.405 dB.

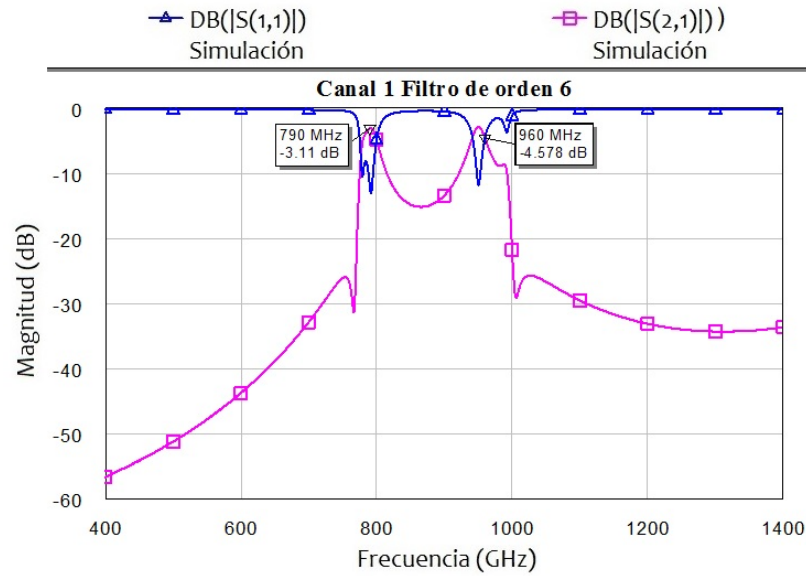


Figura 4.11.: Simulación del canal 1 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 6.

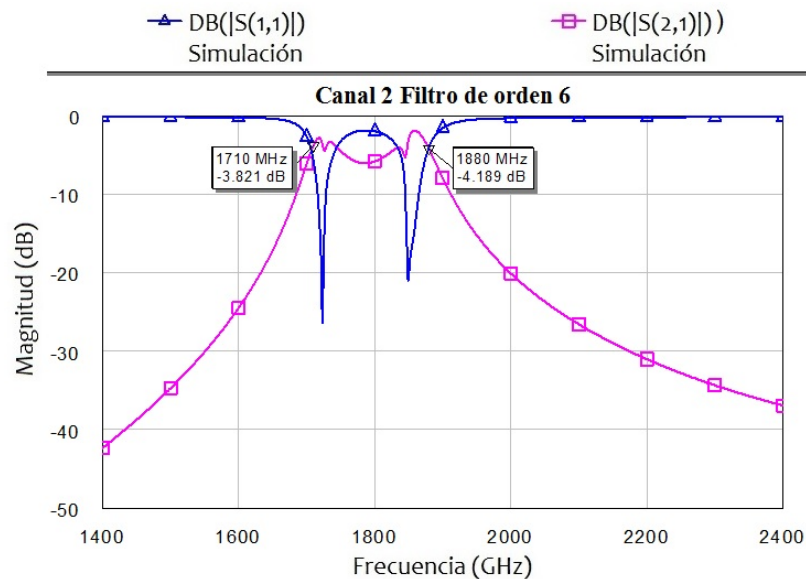


Figura 4.12.: Simulación del canal 2 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 6.

4.1.2.1.2 Canal 2 para frecuencias de GSM (1710-1880 MHz)

Observamos la Figura 4.12 la respuesta del filtro y vemos que logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, pero la respuesta no es buena y en la banda de paso presenta una onda (ripple) de bajada no muy atenuado como el anterior y el parámetro S_{21} a la frecuencia central (1795 MHz) se encuentra a -5.933

dB, se encuentra muy bajo, lo cual no resulta muy bueno para su futura utilización, el parámetro S_{11} se encuentra en los -1.898 dB.

4.1.2.1.3 Canal 3 para frecuencias de UMTS (1920-2170 MHz)

Observamos la Figura 4.13 la respuesta del filtro y vemos que no logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, pero la respuesta no es buena en la banda de paso y presenta un onda (ripple) no muy atenuado como el primer canal y el parámetro S_{21} a la frecuencia central (2045 MHz) se encuentra a -7.625 dB, se encuentra muy bajo, lo cual no resulta muy bueno para su futura utilización al igual que el caso anterior, el parámetro S_{11} se encuentra en los -1.261 dB.

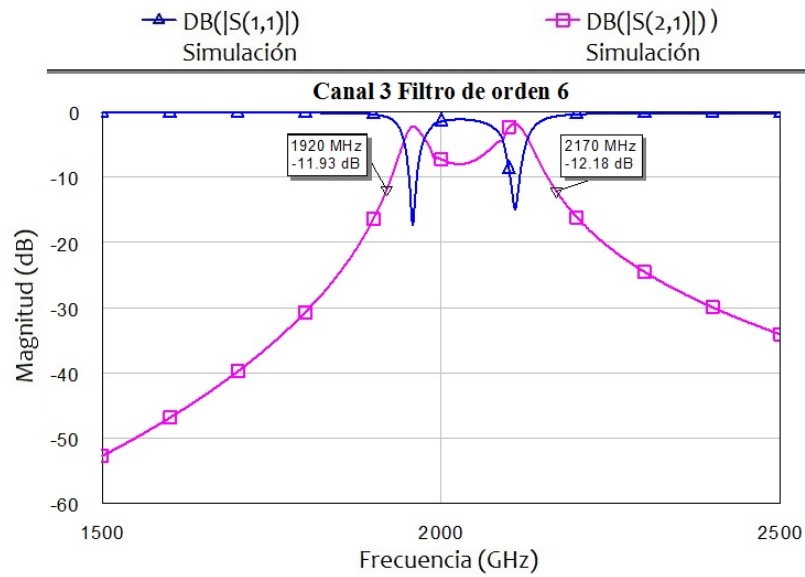


Figura 4.13.: Simulación del canal 3 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 6.

4.1.3. Diseño de Filtro de Orden 4

De acuerdo al orden del filtro se establecen los valores de los elementos de un prototipo de 4 polos.

$$n = 4 \text{ y } 1,2 \leq \Omega_a \leq 1,6$$

$$g_1(\Omega_a) = 1,22147 - 0,35543 \cdot \Omega_a + 0,18337 \cdot \Omega_a^2 - 0,0447 \cdot \Omega_a^3 + 0,00425 \cdot \Omega_a^4$$

$$g_2(\Omega_a) = 7,22106 - 9,48678 \cdot \Omega_a + 5,89032 \cdot \Omega_a^2 - 1,65776 \cdot \Omega_a^3 + 0,17723 \cdot \Omega_a^4$$

$$J_1(\Omega_a) = -4,30192 + 6,26745 \cdot \Omega_a - 3,673451 \cdot \Omega_a^2 + 0,9936 \cdot \Omega_a^3 - 0,10317 \cdot \Omega_a^4$$

$$J_2(\Omega_a) = 8,17573 - 11,36315 \cdot \Omega_a + 6,96223 \cdot \Omega_a^2 - 1,94244 \cdot \Omega_a^3 + 0,20636 \cdot \Omega_a^4$$

Datos con los que podemos hallar los coeficientes de acoplamiento y el factor de calidad a la entrada y salida del filtro, fórmulas vistas en la Sección 4.1

Vamos a usar la configuración de filtro (a) de la Figura 4.3. Generamos a continuación la tabla de datos para un filtro de orden 4 en Taconic RF-35, sustrato caracterizado.

TABLA DE DATOS			
N	4		
$Sustrato$	RF-35		
ε_r	3.5		
$H(mm)$	0.5		
	Canal 1	Canal 2	Canal 3
$L(mm)$	106.6	49.4	42.6
$W(mm)$	1.04504	1.04341	1.0432
$\omega_0(MHz)$	5.4718e+003	1.1266e+004	1.4332e+004
FBW	0.1952	0.0948	0.3463
$\Omega(\pm)$	1.0000	1.0000	1.0000
$Q_{e1} = Q_{e0}$	5.1686	10.6415	2.9133
$M_{1,2}$	0.1327	0.0645	0.2355
$M_{2,3}$	0.0949	0.0461	0.1684
$M_{1,4}$	-0.1582	-0.0768	-0.2806

Cuadro 4.3.: Tabla de datos de filtro de orden 4.

Calculamos los espaciamentos entre cada resonador con la Figura 2.16, Figura 2.17 y se procede a realizar el diseño en el software escogido, MWO.

4.1.3.1. Simulación de Filtros de Orden 4 con TACONIC RF-35

4.1.3.1.1 Canal 1 para frecuencias de LTE (790-960 MHz)

Observamos la Figura 4.14 la respuesta del filtro y vemos que logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, pero la respuesta no es buena en la banda de paso, ya que presenta un rizado (ripple) al lado izquierdo del filtro y el parámetro S_{21} a la frecuencia central (875 MHz) se encuentra a -1.219 dB, el parámetro S_{11} se encuentra en los -9.234 dB.

4.1.3.1.2 Canal 2 para frecuencias de GSM (1710-1880 MHz)

Observamos la Figura 4.15 la respuesta del filtro y vemos que logra abarcar casi todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, la respuesta es buena pero no muy selectiva en la banda de transición y el parámetro S_{21} a la frecuencia central

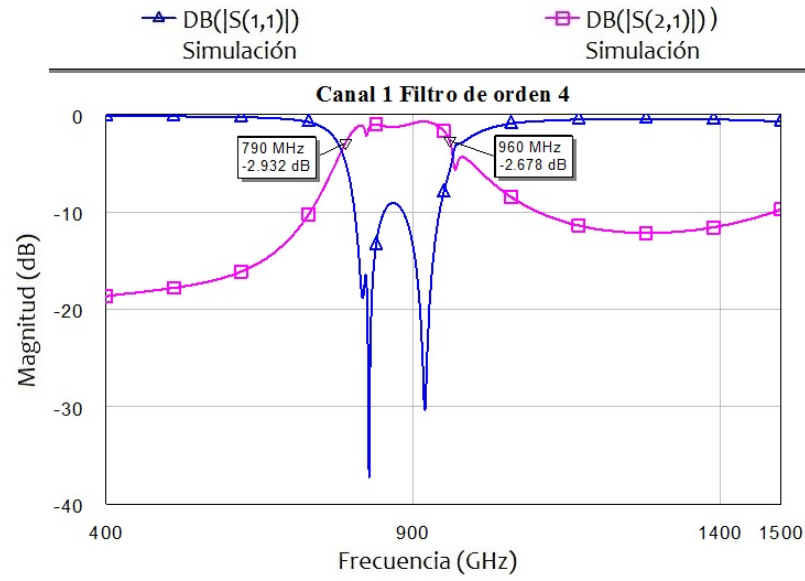


Figura 4.14.: Simulación del canal 1 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 4.

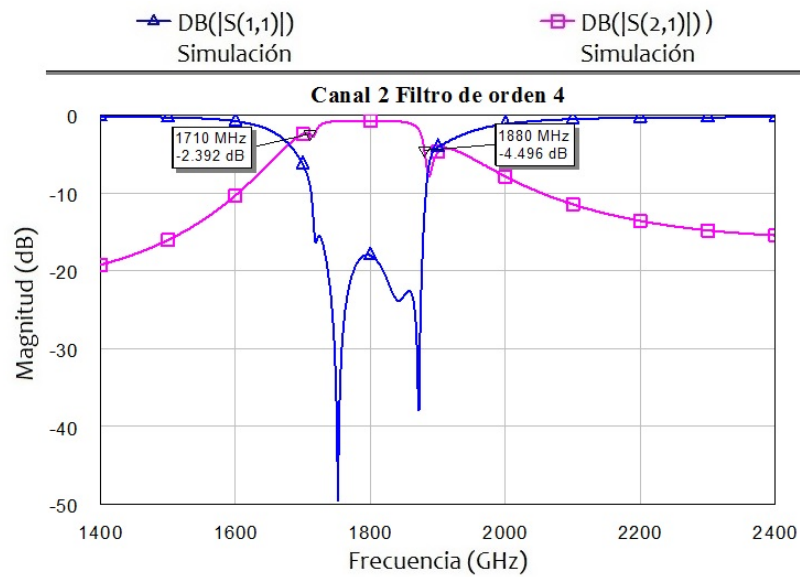


Figura 4.15.: Simulación del canal 2 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 4.

(1795 MHz) se encuentra a -0.725 dB, el parámetro S_{11} se encuentra en los -17.95 dB.

4.1.3.1.3 Canal 3 para frecuencias de UMTS (1920-2170 MHz)

Observamos la Figura 4.16 la respuesta del filtro y vemos que logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, la respuesta es buena y selectiva, el parámetro S_{21} a la frecuencia central (2045 MHz) se encuentra a -0.936 dB, el parámetro S_{11} se encuentra en los -12.09 dB. Es una buena propuesta.

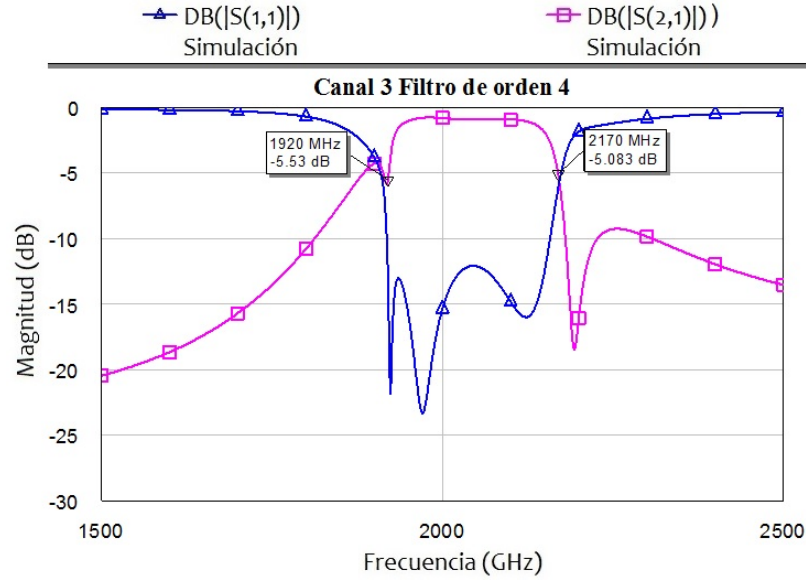


Figura 4.16.: Simulación del canal 3 en Taconic RF-35 – Filtro de orden 4.

4.2. Fórmulas de Diseño II

Se plantea un nuevo diseño basado en filtros trisección de estructura rectangular de orden 3 para poder observar una mejor respuesta en comparación con las demás estructuras y el diferente orden visto en el apartado anterior.

Partimos del prototipo mencionado en la Subsubsección 2.7.9.2, las fórmulas usadas para los cálculos matemáticos necesarios para el diseño son [9]:

$$Q_{e1} = \frac{b_1}{g_0} = \frac{\omega_{0i}}{(\omega_{0t}g_0)} \cdot \left(\frac{g_1}{FBW} + \frac{B_1}{2} \right) \quad (4.10)$$

$$Q_{en} = \frac{b_n}{g_{n+1}} = \frac{\omega_{0n}}{\omega_0 g_{n+1}} \cdot \left(\frac{g_n}{FBW} + \frac{B_n}{2} \right) \quad (4.11)$$

$$M_{ij/i \neq j} = \frac{J_{ij}}{\sqrt{b_i b_j}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{\omega_{0i} \omega_{0j}}} \frac{FBW \cdot J_{ij}}{\sqrt{(g_i + FBW \cdot B_i/2) \cdot (g_j + FBW \cdot B_j/2)}} \quad (4.12)$$

Donde:

Q_{en} : Factor de calidad a la entrada y salida

M : Coeficientes de acoplamiento

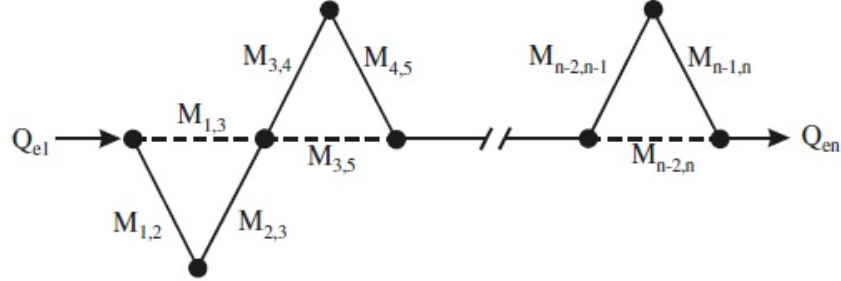


Figura 4.17.: Estructura típica de acoplamiento de filtros trisección [6].

La Figura 4.17 nos muestra la estructura típica de acoplamiento de filtros trisección en cascada o CT, donde cada nodo (punto negro) representa un resonador, la línea completa entre los nodos indica el acoplamiento principal o directo, y la línea discontinua (punteada) indica el acoplamiento cruzado. De acuerdo a las estructuras propuesta en la Figura 2.19 y Figura 2.20.

4.2.1. Diseño de Filtro de Orden 3

Vamos a usar la configuración de filtro de la Figura 2.19(a) que permite mayor selectividad en el lado superior de la frecuencia de paso y poder adaptarlo a la unión sin que se replique en las otras frecuencias. En la Tabla 4.4 están resumidos los datos para un filtro de orden 3 en Taconic CER-10, sustrato caracterizado.

4.2.1.1. Simulación de Filtros de Orden 3 con TACONIC CER-10

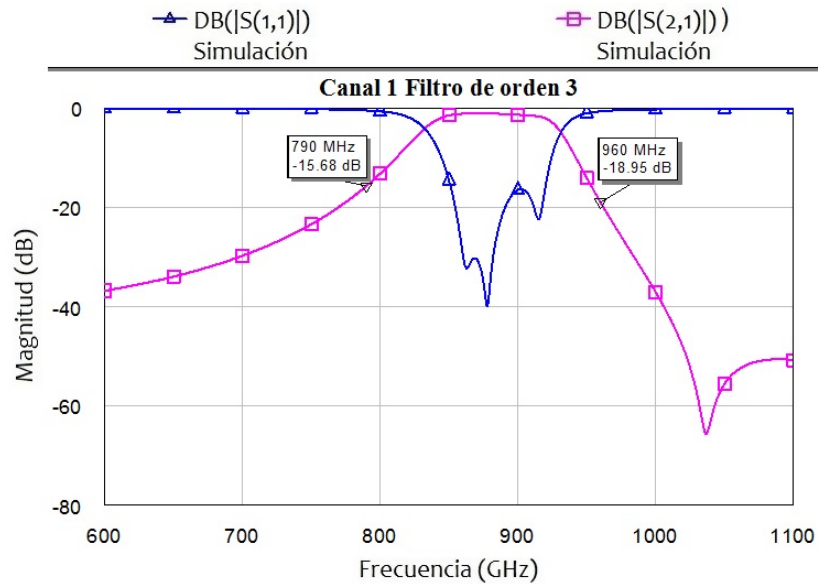
4.2.1.1.1 Canal 1 para frecuencias de LTE (790-960 MHz)

Observamos la Figura 4.18 la respuesta del filtro y vemos la selectividad en ambos lados del filtro son buenos para que no exista solapamiento con el otro canal. Sin embargo, no logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, aun así la respuesta es buena y selectiva, el parámetro S_{21} a la frecuencia central (875 MHz) se encuentra a -1.078 dB, el parámetro S_{11} se encuentra en los -35.12 dB.

4.2.1.1.2 Canal 2 para frecuencias de GSM (1710-1880 MHz)

Observamos la Figura 4.19 la respuesta del filtro y vemos que en el lado derecho a frecuencias altas la selectividad es bastante buena para que no exista solapamiento

TABLA DE DATOS			
N	3		
$Sustrato$	CER-10		
ε_r	10		
$H(mm)$	1.27		
	Canal 1	Canal 2	Canal 3
$L(mm)$	66	31.5	27.6
$W(mm)$	0.6	0.8	0.6
$\omega_0(MHz)$	5.4718e+003	1.1266e+004	1.4332e+004
FBW	19.52 %	9.48 %	12.25 %
$\Omega(\pm)$	1.0000	1.0000	1.0000
$Q_{e1} = Q_{e0}$	6.1956	8.8425	3.51693
$M_{1,2}$	0.1165	0.0681	0.2286
$M_{2,3}$	0.0857	0.0362	0.1573
$M_{1,3}$	-0.1478	-0.0675	-0.1278

Cuadro 4.4.: Tabla de datos de filtro de orden 3.**Figura 4.18.:** Simulación del canal 1 en Taconic CER-10 – Filtro de orden 3.

con el otro canal. Sin embargo, logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, aun así, la respuesta es buena y selectiva, el parámetro S_{21} a la frecuencia central (1795 MHz) se encuentra a -1.132 dB, el parámetro S_{11} se encuentra en los -14.37 dB.

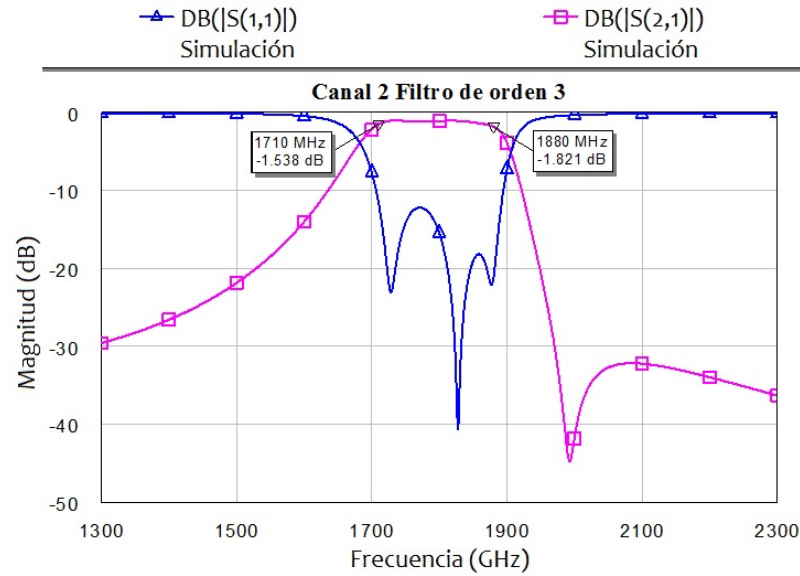


Figura 4.19.: Simulación del canal 2 en Taconic CER-10 – Filtro de orden 3.

4.2.1.1.3 Canal 3 para frecuencias de UMTS (1920-2170 MHz)

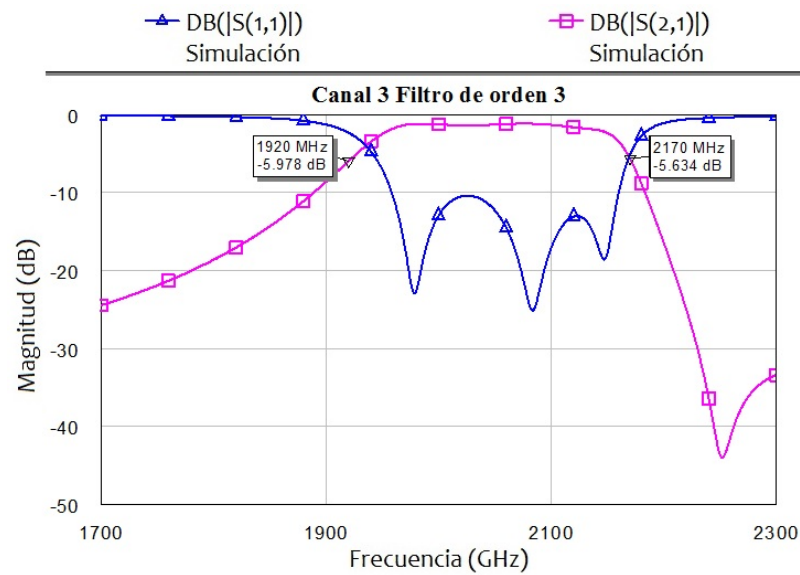


Figura 4.20.: Simulación del canal 3 en Taconic CER-10 – Filtro de orden 3.

Observamos la Figura 4.20 la respuesta del filtro y vemos que en el lado derecho a frecuencias altas la selectividad es bastante buena para que no exista solapamiento con el otro canal, pero en el lado izquierdo no sucede lo mismo y es lo que más nos interesa, ya que las frecuencias de acuerdo a las especificaciones están bastante cerca

y podemos tener interferencia entre canales. Sin embargo el diseño logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, pero la respuesta es buena y selectiva, el parámetro S_{21} a la frecuencia central (2045 MHz) se encuentra a -1.279 dB, el parámetro S_{11} se encuentra en los -11.58 dB.

4.2.1.1.4 Canal 3 para frecuencias de UMTS (1920-2170 MHz) con baja selectividad en el lado alto de la banda de paso

Una opción para eliminar la interferencia y el solapamiento entre canales, especialmente entre los canales GSM y UMTS, es el diseño de un filtro para el canal 3 con baja selectividad en el lado superior de la banda de paso mostrado en la Figura 2.20.

Realizamos el diseño del filtro con baja selectividad en el lado alto de la banda paso, con componentes digitales propios del software escogido, en este caso MWO.

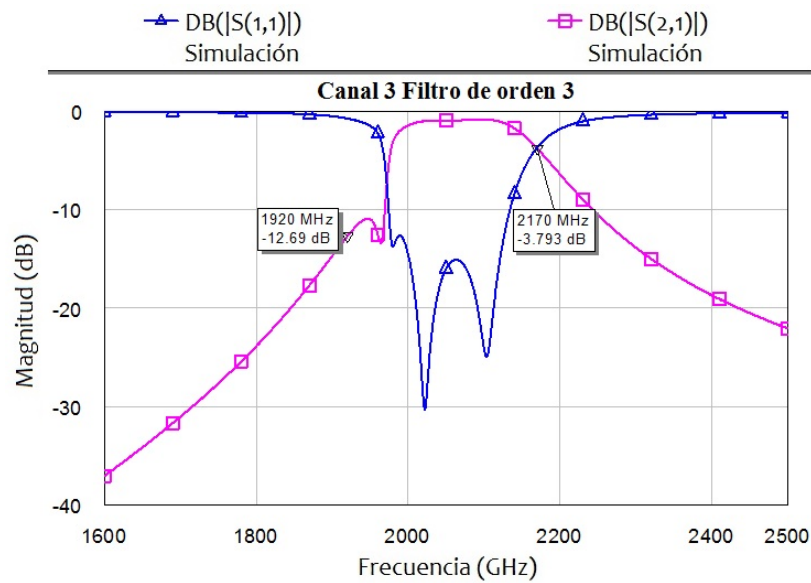


Figura 4.21.: Simulación del canal 3 en Taconic CER-10 – Filtro de orden 3 con baja selectividad en el lado alto de la banda de paso.

Observamos la Figura 4.21 la respuesta del filtro y vemos que en el lado izquierdo a frecuencias bajas la selectividad es bastante buena para que no exista solapamiento con el canal 2, ya que las frecuencias de acuerdo a las especificaciones están bastante cerca y podemos tener interferencia entre canales. Sin embargo, no logra abarcar todo el ancho de banda requerido por las especificaciones, pero la respuesta es buena y selectiva, el parámetro S_{21} a la frecuencia central (2045 MHz) se encuentra a -0.936 dB, el parámetro S_{11} se encuentra en los -16.87 dB. Este diseño resulta ser una buena alternativa de solución.

4.3. Unión 1

4.3.1. Resonador Común sin Abertura (GAP)

Para la etapa de unión se realizó un diseño de resonador común para posteriormente poder acoplarlo con cada uno de los filtros de cada canal. Para el cálculo de los parámetros de construcción del resonador se hizo uso de la herramienta del software MWO llamado TxLine, su interfaz se observa en la Figura 4.4, para los valores de L y W .

Para esta primera etapa de unión se realizó el diseño en base de un resonador cuadrado sin abertura (gap) visto en la Figura 4.22.

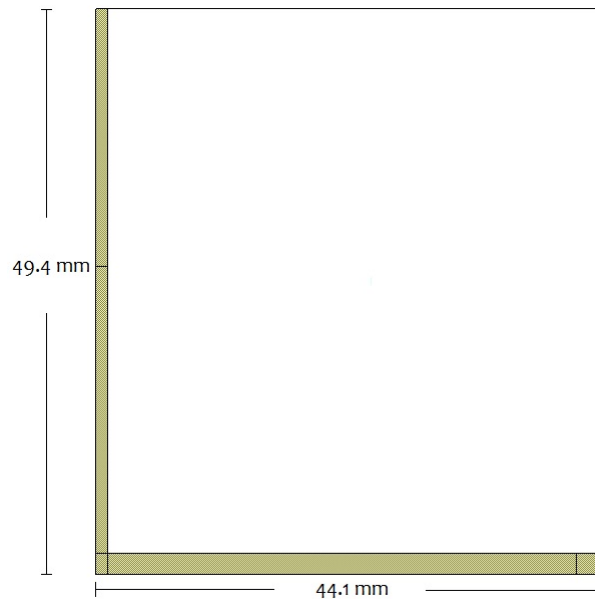


Figura 4.22.: Layout del diseño de resonador común sin Gap.

Se realizó el diseño de un resonador común que tuviera una respuesta sumamente plana en las bandas de frecuencias sobre las cuales nuestros filtros van ser colocados. La frecuencia de diseño es 1580 GHz, el ancho de la línea $w = 1,848$ y el largo de la línea $L = 30,3$. La diferencia de anchos en cada uno de los lados del resonador se debe a los ajustes de parámetros para la obtención de una mejor respuesta, en este caso la respuesta más plana para cada una de las bandas de frecuencias correspondientes a LTE, GSM y UMTS.

4.3.1.1. Simulación de Resonador común sin Abertura (GAP)

Lo que estamos buscando es una respuesta lo bastante plana posible para la colocación de los filtros designados a cada canal, con el objetivo de obtener una buena

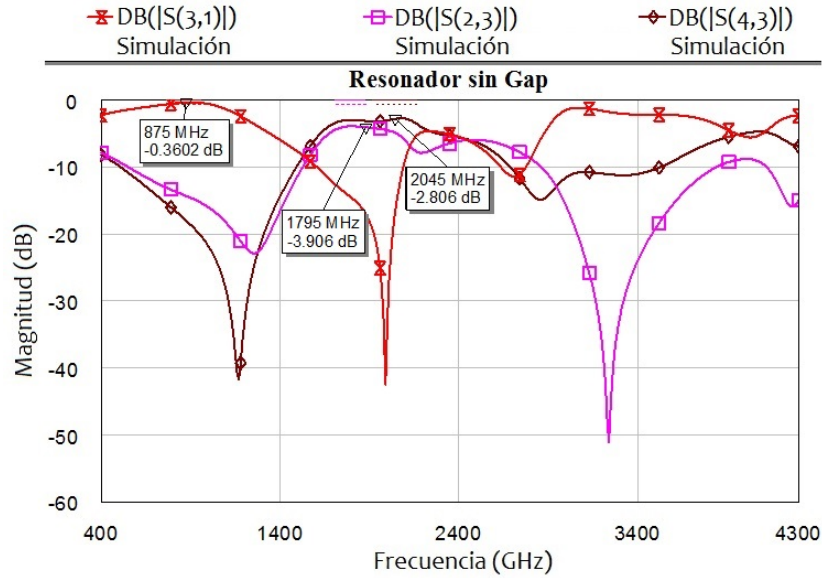


Figura 4.23.: Simulación de factores de aislamiento entre canales usando resonador común sin Gap.

adaptación y que ninguno de los canales adyacentes vaya interferir con el desempeño de los otros. El valor adecuado para el parámetro de pérdidas por inserción estaría aproximadamente entre 0 a -0.5 dB, para que al momento de añadir el filtro no varié la respuesta y las perdidas por retorno a -40 dB a más.

Podemos observar la Figura 4.23 si bien la respuesta no es plana, se encuentra a -3.906 dB la más baja correspondiente a la línea de color rosa para el canal 2 perteneciente a la frecuencia central de 1.795 GHz. Esta respuesta no es buena para nuestros propósitos ya que al añadir los filtros puede haber solapamientos entre canales.

4.4. Unión 2

4.4.1. Resonador Común con Abertura (GAP)

Para la segunda etapa de unión se realizó el diseño en base de un resonador cuadrado con abertura (gap), ver Figura 4.24. Los parámetros son calculados del mismo modo que en la Sección 4.1.

Se realizó el diseño de un resonador común al igual que el caso anterior que tuviera una respuesta sumamente plana en las bandas de frecuencias correspondientes a LTE, GSM y UMTS. El ancho de la línea $w = 1$ y el largo de la línea $L = 30,3$. La diferencia de anchos en cada uno de los lados del resonador se debe a los ajustes de parámetros para la obtención de una mejor respuesta.

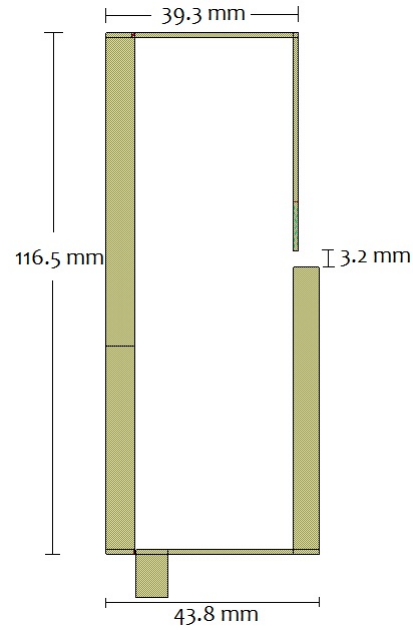


Figura 4.24.: Lyout de diseño de resonador común con Gap.

4.4.1.1. Simulación de Resonador común con Abertura (GAP)

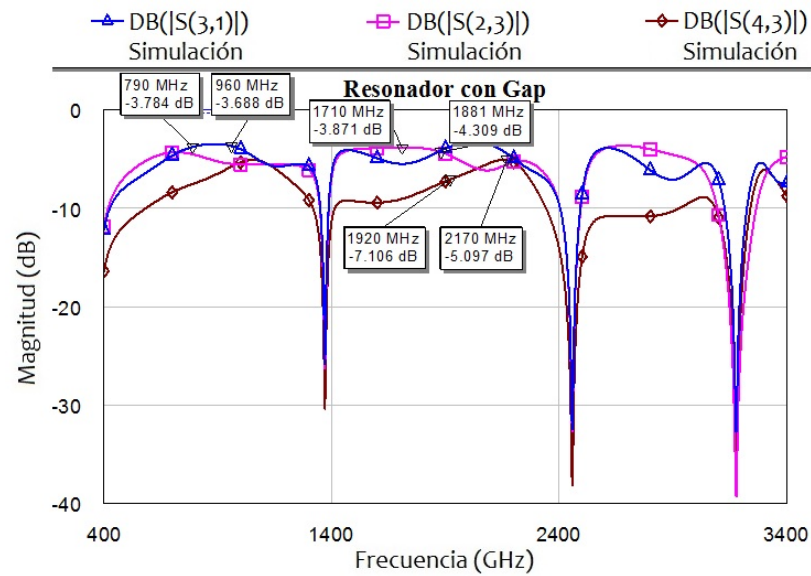


Figura 4.25.: Simulación de factores de aislamiento entre canales usando del resonador común con Gap.

Con este nuevo modelo de resonador común con gap se tiene el mismo objetivo

que el modelo de resonador común sin gap, la obtención de una respuesta lo más plana posible para una buena adaptación en el momento de colocación de los filtros, podemos observar la Figura 4.25 si bien la respuesta no es lo suficientemente plana, ésta se encuentra a -7.106 dB la más baja correspondiente a la línea de color marrón para el canal 3 perteneciente a la frecuencia central de 2.045 GHz.

4.5. Unión 3

4.5.1. Línea Común

Se realiza un tercer diseño para poder hallar el mejor diseño de unión para el armado completo del triplexer.

Para el cálculo de los parámetros de construcción de la línea común propuesta se hizo uso de la herramienta de MWO llamado TxLine.

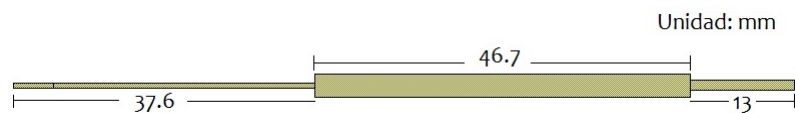


Figura 4.26.: Layout del diseño de línea común.

Persiguiendo la obtención de una buena adaptación para las bandas de frecuencias que abarcan los tres canales con los cuales se va a trabajar, se propuso la idea de realizar la unión de los filtros con una línea de alimentación común, ver Figura 4.26. El ancho de la línea para $w_1 = 0,6$, $w_2 = 0,6$, $w_3 = 3$ y $w_4 = 1,19$ y el largo de la línea para $L_1 = 5$, $L_2 = 32,5$, $L_3 = 46,7$ y $L_4 = 13$.

4.5.1.1. Simulación de línea Común

En la Figura 4.27 observamos el comportamiento de la línea de alimentación común previamente diseñada y observamos la respuesta mas baja se encuentra en el segundo canal a -4.604 dB, la línea correspondiente al color rosa. Debido al diseño obtenido de la Figura 4.26, la línea tiene grosores diferentes para poder tener un mejor resultado en la respuesta de la línea con respecto a las frecuencias en las cuales vamos a trabajar para la implementación del triplexer.

Finalmente luego del analisis de tres diferentes propuesta de unión para la agrupación de las tres tecnologías moviles, se decide utilizar la línea común como alternativa más óptima para la mayor reducción posible del circuito final.

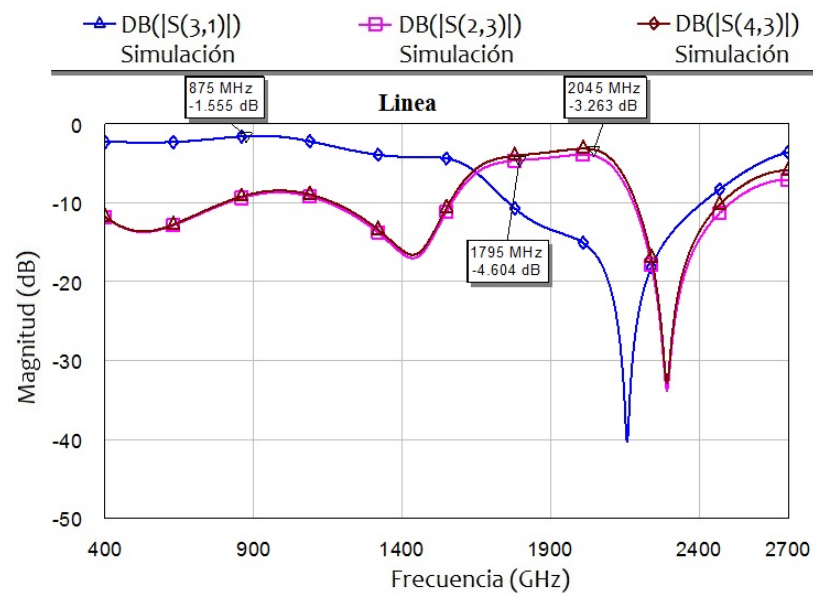


Figura 4.27.: Simulación de factores de aislamiento entre canales usando del diseño de línea común

5. Simulaciones / Implementación, resultados y comparaciones

5.1. Simulación

En el presente capítulo se observa la integración de las tres tecnologías móviles propuestas en este proyecto con la finalidad de llegar a la construcción de nuestro triplexer.

Se observa las diferentes opciones del triplexer para finalmente llegar a una conclusión y elegir el más óptimo para su futura implementación.

Cada uno de los acoplamientos para formar el triplexer final se basa en los diseños de los filtros individuales y de las uniones vistas en el capítulo anterior.

5.1.1. Triplexer I

Para este primer diseño se apuesta por la realización del triplexer con líneas acopladas, usando como unión un resonador común sin abertura, como se observa en la Figura 4.22.

Usamos las líneas de acople del software MWO, que son los componentes digitales, para unir los filtros previamente diseñados. Usamos líneas de acople para la reducción del circuito y siguiendo el mismo concepto visto en el estado del arte en el Capítulo 3.

El tamaño del triplexer de acuerdo al layout de la Figura 5.1 es de $145,66mm$ x $85,69mm$.

5.1.1.1. Simulación con resonador Común sin Abertura

La línea de color azul pertenece a la respuesta del filtro del canal 1 en el parámetro $S_{21} = -2.427$ dB, la línea de color rosa pertenece a la respuesta del filtro del canal 2 en el parámetro $S_{31} = -14.48$ dB, el cual se encuentra debajo del promedio a comparación de los otros dos canales, la línea de color marrón pertenece a la respuesta del filtro del canal 3 en el parámetro $S_{41} = -3.913$ dB.

La respuesta de esta unión de triplexer no es la más óptima, como podemos observar la respuesta de cada canal no es buena ya que no cumple con las especificaciones de diseño y las pérdidas por inserción son bastante altas.

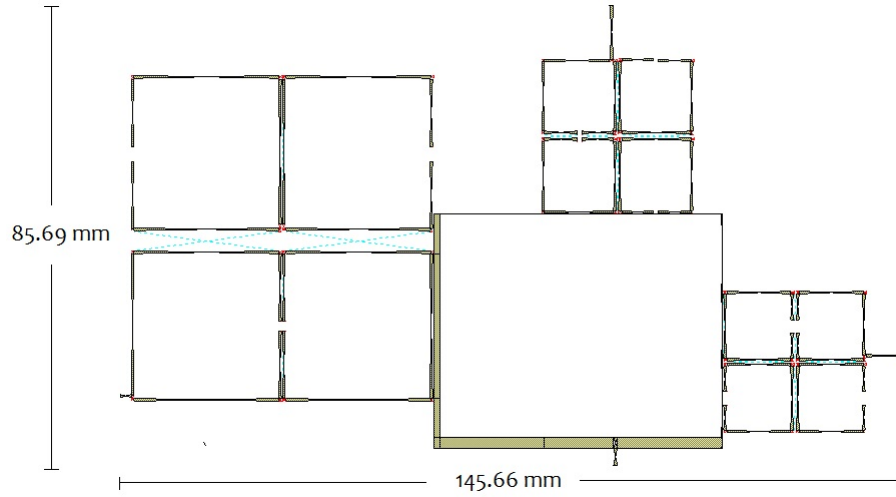


Figura 5.1.: Layout de la unión del triplexer utilizando un resonador común sin gap con líneas acopladas y filtros de orden 4.

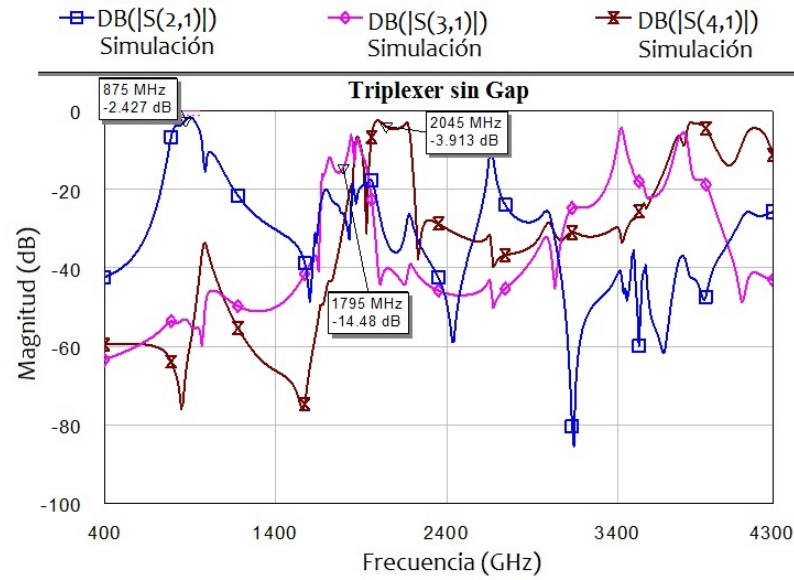


Figura 5.2.: Simulación de la unión del triplexer con resonador común sin gap y filtros de orden 4.

5.1.2. Triplexer II

En esta etapa se realiza el diseño de un resonador principal con abertura (gap) en uno de los lados del resonador cuadrado visto en la Figura 4.24. También se observa e diseño con líneas acopladas en la Figura 5.3.

El tamaño del triplexer de acuerdo al layout de la Figura 5.3 es de 191,4mm x

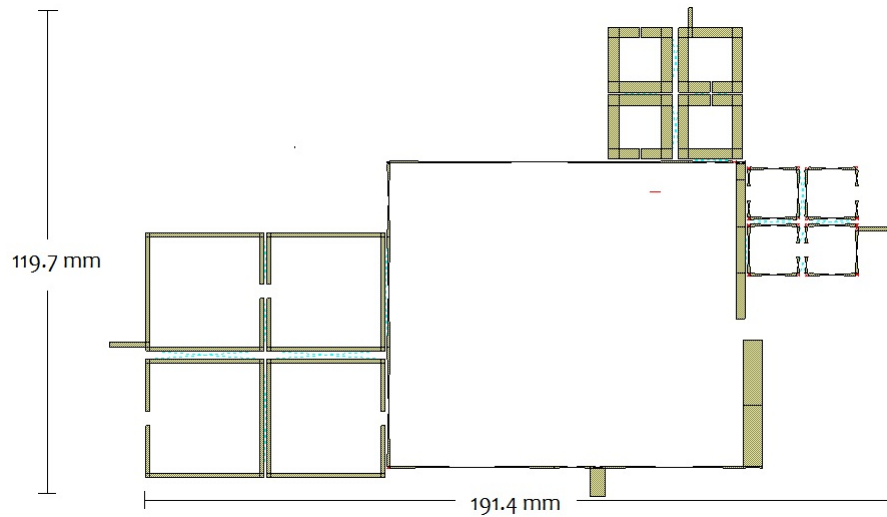


Figura 5.3.: Layout de la unión del triplexer utilizando un resonador común con gap con líneas acopladas y filtros de orden 4.

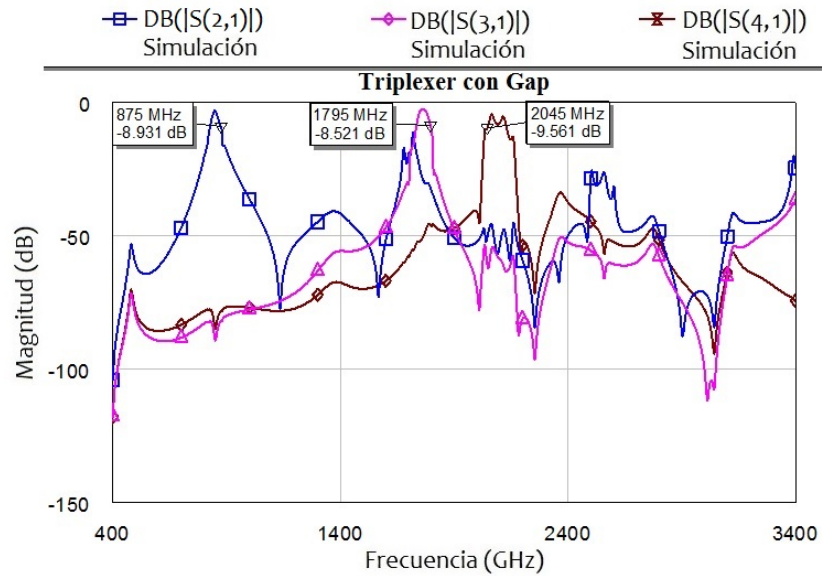


Figura 5.4.: Simulación de la unión del triplexer con resonador común con gap y filtros de orden 4.

119,7mm.

5.1.2.1. Simulación con Resonador Común con Abertura

La línea de color azul pertenece a la respuesta del filtro del canal 1 en el parámetro $S_{21}=-8.931$ dB, la línea de color rosa pertenece a la respuesta del filtro del canal 2 en el parámetro $S_{31}=-8.521$ dB y la línea de color marrón pertenece a la respuesta del filtro del canal 3 en el parámetro $S_{41}=-9.561$ dB.

La respuesta de esta unión de triplexer no es mala a comparación de la vista en la Figura 5.2, como podemos observar la respuesta de cada canal alcanza a visualizarse como filtro, pero el ancho de banda es muy angosto y no cumple con los requerimientos técnicos, las perdidas por inserción se encuentran dentro del promedio de las especificaciones de diseño, ver Figura 5.4.

5.1.3. Triplexer III

Se realizó otro diseño triplexer usando una línea común como unión para el acople de los filtros y en este caso ya no con líneas acopladas sino con líneas directas como se observa en la Figura 5.5. Se utiliza el sustrato caracterizado CER-10. En este triplexer se plantea la utilización del diseño previamente visto en la Figura 2.20 donde la repuesta al filtro tiene una baja selectividad en el lado alto de la banda de paso, el cual lo usamos para el canal 3 ya que el ancho de banda se encuentra muy cerca del canal 2.

Usamos líneas directas del software MWO para unir los filtros previamente diseñados.

El tamaño del triplexer de acuerdo al layout de la Figura 5.5 es de $94,20mm \times 66,40mm$.

5.1.3.1. Simulación con Línea Común y un filtro con baja selectividad en el lado alto de la banda de paso

La respuesta de esta unión de triplexer es aceptable a excepción del canal 1 que se encuentra muy bajo a comparación de los otros dos y con rizado en el parámetro de pérdidas de inserción, como se observa la respuesta de cada canal presenta una buena banda de paso, sin embargo el ancho de banda es angosto para el canal 1 y los otros 2 canales están dentro del rango de las especificaciones de diseño con respecto al ancho de banda.

En la Figura 5.6, la línea de color azul pertenece a la respuesta del filtro del canal 1 en el parámetro $S_{21}=-9.227$ dB, La línea de color rosa pertenece a la respuesta del filtro del canal 2 en el parámetro $S_{31}=-1.294$ dB y la línea de color marrón pertenece a la respuesta del filtro del canal 3 en el parámetro $S_{41}=-3.155$ dB, referentes a la frecuencia central de cada uno de los canales.

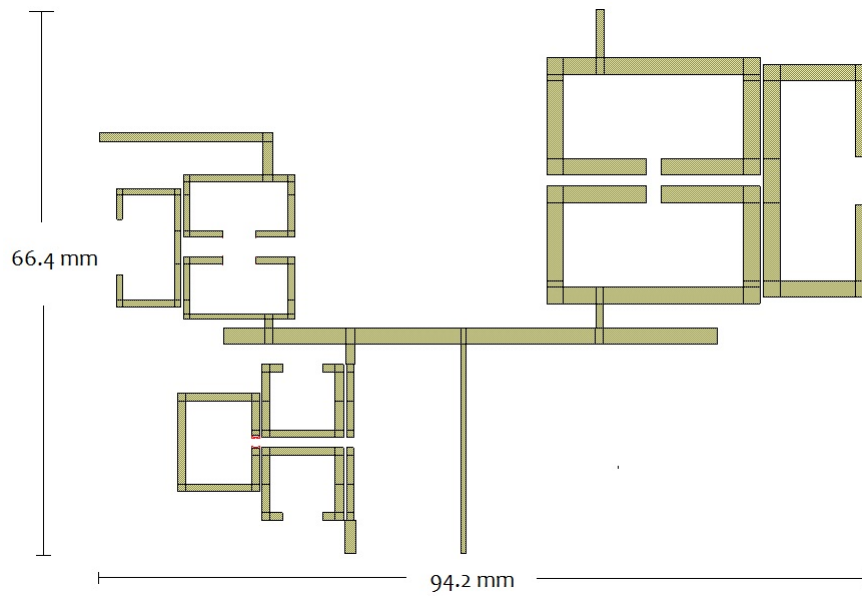


Figura 5.5.: Layout de la unión del triplexer utilizando una línea común y el canal 3 de baja selectividad en el lado alto de la banda de paso.

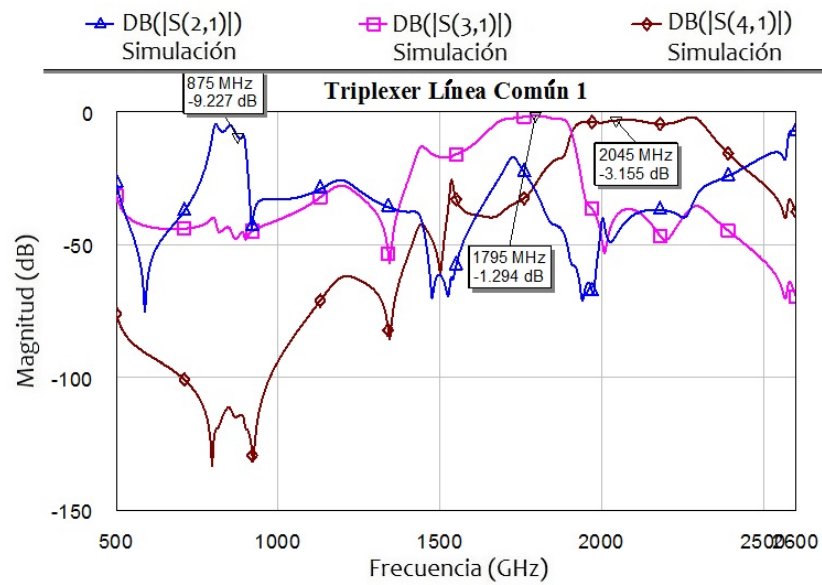


Figura 5.6.: Simulación de la unión del triplexer con línea común y el canal 3 de baja selectividad en el lado alto de la banda de paso.

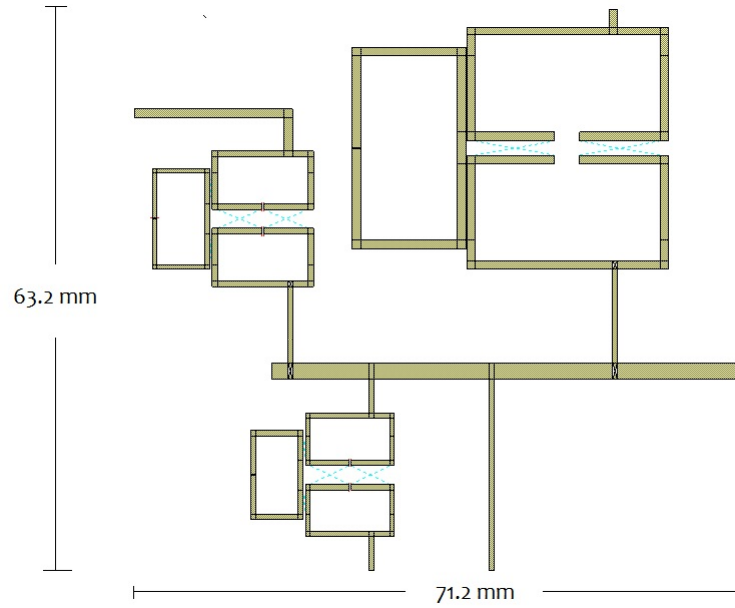


Figura 5.7.: Layout de la unión del triplexer utilizando una línea común y filtros de alta selectividad en el lado alto de la banda de paso.

5.1.4. Triplexer IV

Finalmente, como última propuesta se plantea la unión del triplexer con línea común y todos los diseños de filtros de un solo modelo como se muestra en la Figura 2.19, que nos muestra una alta selectividad en el lado alto de la banda de paso. Figura 5.7 se usa el sustrato caracterizado CER-10.

El cambio realizado en comparación con el diseño anterior también usando una línea común, se da en el canal 2 correspondiente a GSM, podemos notar que la estructura del filtro ha cambiado ya no es de baja selectividad en el lado alto de la banda de paso, sino que ahora es la misma estructura de diseño correspondientes a los otros 2 canales de alta selectividad en el lado alto de la banda de paso. También el tamaño del triplexer de acuerdo al layout de la Figura 5.7 es de $71,2mm \times 63,2mm$, que es mucho menor en comparación con el diseño anterior.

5.1.4.1. Simulación con Línea Común con alta selectividad en el lado alto de la banda de paso

La respuesta de esta unión de triplexer se ve muy bien a excepción del canal 1 que se encuentra con un pequeño rizado en la banda de paso, pero la respuesta no es mala ya que presenta muy buena selectividad a frecuencias altas. Como podemos observar la respuesta de cada canal alcanza a visualizarse como filtro y los dos últimos canales se muestran con muy buenas características en selectividad y aislamiento.

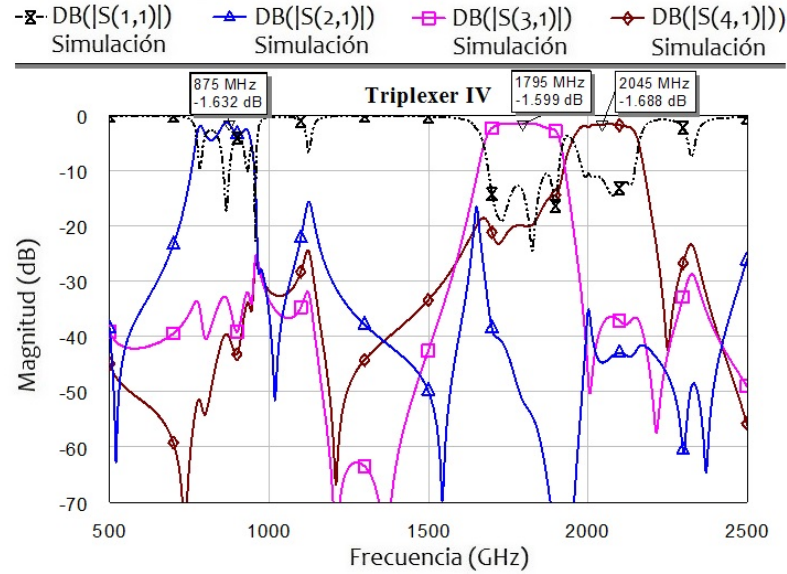


Figura 5.8.: Simulación de la unión del triplexer con línea común y filtros con alta selectividad en el lado alto de la banda de paso.

En la Figura 5.8, la línea de color azul pertenece a la respuesta del filtro del canal 1 en el parámetro $S_{21} = -1.632$ dB, La línea de color rosa pertenece a la respuesta del filtro del canal 2 en el parámetro $S_{31} = -1.599$ dB y la línea de color marrón pertenece a la respuesta del filtro del canal 3 en el parámetro $S_{41} = -1.688$ dB, referentes a la frecuencia central de cada uno de los canales.

5.2. Implementación

Para la implementación utilizamos el triplexer IV de la Figura 5.7 ya que se observa en simulación (Figura 5.8) tiene una respuesta muy buena en pérdidas de inserción y alistamiento entre canales.

Se trabajó en conjunto con la Universidad Carlos III de Madrid para realizar las mediciones e implementación del triplexer IV.

Las dimensiones del diseño Triplexer IV, ver Figura 5.9 para las frecuencias centrales: canal 1: 875 MHz ($W1 = 0,8$, $W2 = 1$, $g1 = 0,2$, $g2 = 3$, $s1 = 0,1$, $s2 = 1,5$, $L1$, $L2 = 12,9 = 23,9$, $d1 = 17,6$, $d2 = 5,8$); canal 2: 1,975 GHz ($W1 = 0,6$, $W2 = 1$, $g1 = 0,2$, $g2 = 0,3$, $s1 = s2 = 0,3$, $2,3$, $L1 = L2 = 6,8$, $11,9$, $d1 = 9$, $d2 = 2,4$), y canal 3: 2,045 GHz ($W1 = 0,6$, $W2 = 0,6$, $g1 = 0,2$, $g2 = 0,15$, $s1 = 0,3$, $s2 = 2,3$, $L1 = 6,1$, $L2 = 10,5$), línea común ($W1 = 2$, $W2 = 0,7$, $L1 = 22,5$), las dimensiones se encuentran todas en milímetros.

La fotografía del triplexer microstrip fabricado se muestra la Figura 5.10. El tamaño del triplexer fabricado es de $70,9mm \times 69,7mm$.

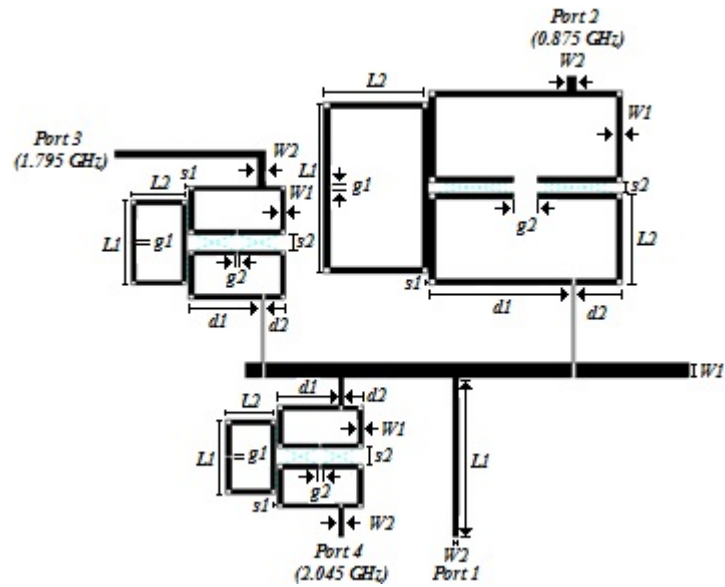


Figura 5.9.: Triplexer Layout para implementación.

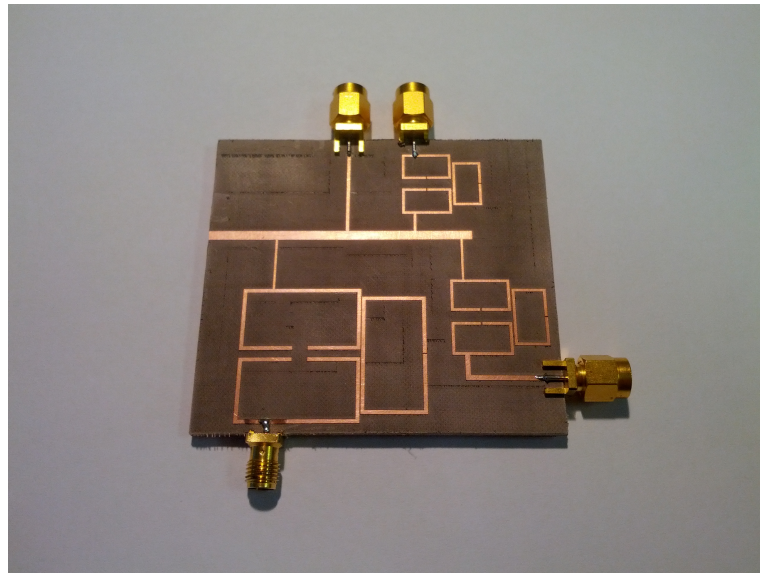


Figura 5.10.: Implementación del triplexer IV.

5.3. Resultados

Los resultados obtenidos de la implementación del triplexer IV se realizaron con un VNA (Virtual Network Analyzer) en el laboratorio de la Universidad Carlos III de Madrid.

Se midió el triplexer con dos puertos uno de entrada y uno de salida por lo que las

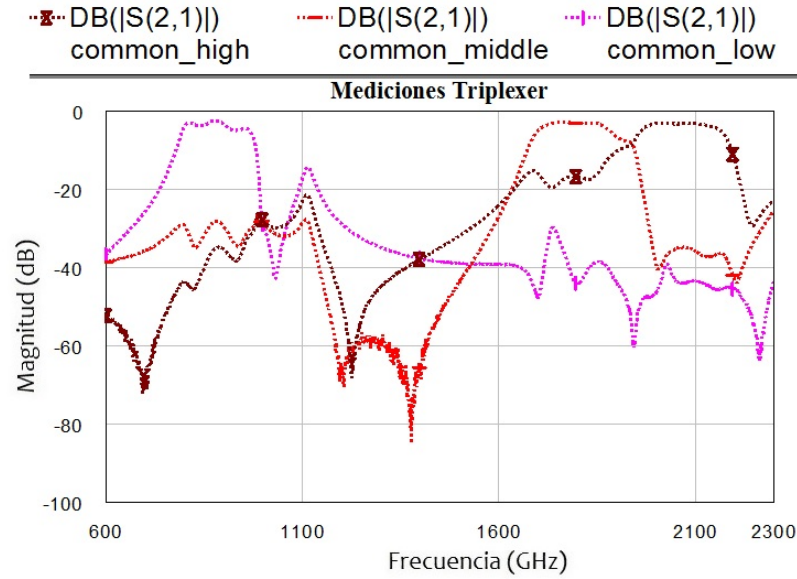


Figura 5.11.: Mediciones de la implementación del triplexer IV.

mediciones se tuvo que realizar 3 veces para obtener los valores de cada canal, ya que el equipo con el que se realizaron las pruebas es de dos puertos.

5.3.1. Mediciones del triplexer IV

La medición se realiza con un analizador de red Agilent E8364B. Las mediciones para las frecuencias centrales de la triplexer son: canal 1 LTE: 875 MHz (common-bajo) $S_{21} = -1,829$ dB, canal 2 GSM: 1,795 GHz (common-medio) $S_{31} = -1,469$ dB y canal 3 UMTS: 2,045 GHz (common-alto) $S_{41} = -1,693$ dB, ver Figura 5.11.

El aislamiento del triplexer propuesto entre cada canal es menor a 20 dB. El ancho de banda fraccional de la banda de paso de los tres canales son 19,52 %, 9,48 %, y 12,25 %, respectivamente.

El aislamiento entre canales $|S_{23}|$, $|S_{24}|$ y $|S_{34}|$ están medianamente a 31dB, 43dB y 25dB. Si se utilizan más resonadores el aislamiento puede mejorar más. Sin embargo, el aislamiento es bueno como lo vemos en la Figura 5.12 y el tamaño compacto del circuito tiene una desventaja.

5.4. Comparaciones

5.4.1. Simulación y Medición

Se realizó la comparación de resultados obtenidos en simulación y en medición para poder determinar si se asemejan y concluir que los cálculos realizados en simulación

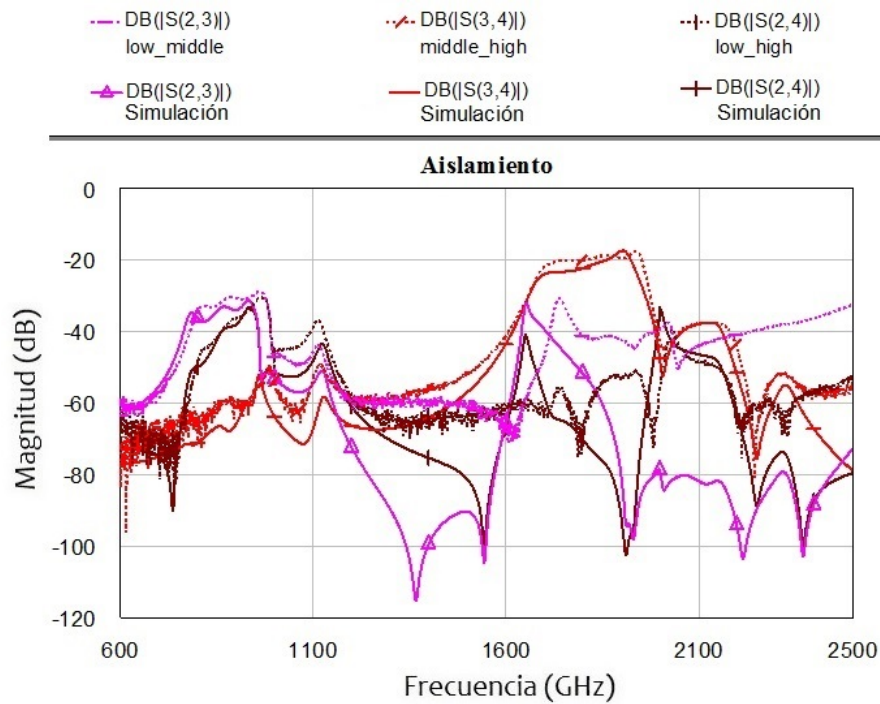


Figura 5.12.: Aislamiento entre canales de la implementación del triplexer IV.

son correctos.

Como podemos observar en la Figura 5.13, las respuestas tanto en simulación como en medición están bastante similares y solo varían en una diferencia de 7 %.

Un nuevo triplexer microstrip se propone, que tiene buenas respuestas multibanda a las frecuencias centrales de 875 MHz, 1.795 GHz y 2.045 GHz, para las tecnologías LTE, GSM y UMTS respectivamente. Con el fin de conseguir un tamaño de circuito compacto y el nivel de aislamiento bueno, los tres resonadores tienen la misma forma de bucle abierto, puesto que muestran alta selectividad en el lado alto de la banda de paso. Por lo tanto, el proceso de diseño se repite para cada filtro de acuerdo con las especificaciones. La configuración propuesta tiene el potencial de ser aplicado al diseño de multiplexor con aún más canales.

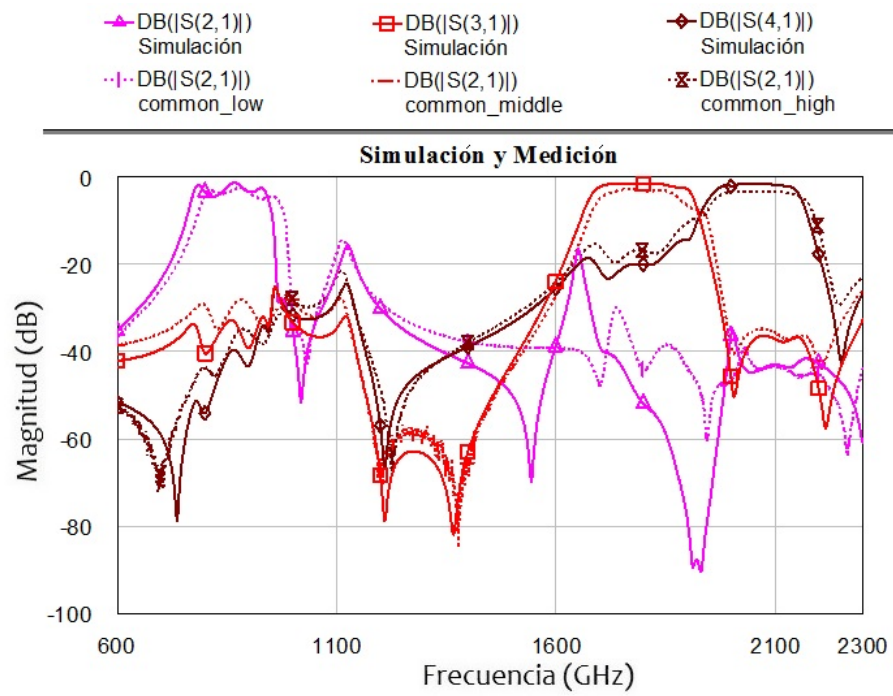


Figura 5.13.: Simulación y Medición de la Implementación del Triplexer IV.

6. Conclusiones y trabajos futuros

A través del proceso de diseño llegar a la implementación del triplexer. Se probaron varios diseños de filtros para las tres bandas de frecuencias GSM, LTE y UMTS, así mismo para la unión total del circuito para finalmente llegar a la integración de las tres tecnologías móviles para cumplir con las especificaciones propuestas hasta llegar al mejor modelo.

Análisis del comportamiento de los resonadores. Desde la primera etapa del proyecto de tesis se investiga todo lo relacionado a filtros resonadores, su utilización en el diseño e implementación de multiplexores, especialmente en triplexers. La respuesta en frecuencia y el nivel de selectividad son de gran importancia para la decisión final del tipo y orden de filtro resonador a utilizar.

El número de resonadores aumenta la selectividad del filtro. En algunos casos y para determinadas estructuras de filtros resonadores el número de resonadores es importante, ya que mejora la selectividad del filtro de manera notable. Pero al usar mayor cantidad de resonadores aumentaría el tamaño del circuito final y uno de los objetivos es lograr la compactidad del circuito y se logra usando resonadores trisección.

Comprobación de la síntesis matemática. En aspectos teóricos hay ciertos parámetros que cumplir en lo que respecta a fórmulas matemáticas para el cálculo del tamaño de la línea, el grosor, los coeficientes de acoplamiento y el factor de calidad que intervienen en la construcción de un triplexer utilizando filtros resonadores trisección. Para posteriormente hacer la comprobación en simulación de dichos valores y ajustar para optimizar la respuesta.

El número de resonadores no favorece para obtener una selectividad bastante alta, como hemos venido observando con el diseño de filtros resonadores de orden superior a 4 y finalmente, se opta por los filtros resonadores trisección de orden 3, puesto que su selectividad es óptima y favorece la respuesta que se grafica en términos de parámetros de dispersión.

Con el substrato TACONIC RF-35 podemos obtener anchos de banda fraccionales menores al 6 %. Como hemos observado en el apartado 5.1.2.1 en la unión del triplexer usando TACONIC RF-35 los anchos de banda son bastante angostos y la especificación es un ancho de banda fraccional de 19 %. Con la constante dieléctrica del TACONIC RF-35 de 3.5 se obtiene un ancho de banda angosto en los filtros. Para obtener un mayor ancho de banda, que es lo que se requiere se usa el substrato CER-10 con una permitividad de 10 aproximadamente.

La utilización de fibra de vidrio no es una buena alternativa, debido al gran tamaño del circuito, además, la respuesta del triplexer no es la adecuada, como se observó en simulación.

Haciendo uso de una línea de alimentación pueden caber muchas bandas de paso. Mediante el uso de filtros de paso de banda de orden superior, se podría obtener un multiplexor con alto aislamiento, pero con un tamaño de circuito más elevado y mayores pérdidas. Las características anteriores hacen atractivo el esquema propuesto en el diseño del multiplexor.

Se logró el diseño un triplexer para frecuencias de microondas, usado para comunicaciones móviles en las bandas GSM, UMTS y LTE, haciendo uso de un sustrato caracterizado TACONIC CER-10. El diseño presentado del triplexer tiene un tamaño aún reducible, por lo que se puede considerar como trabajo futuro la reducción de este triplexer usando filtros resonadores trisección. Se cumplió con las especificaciones de diseño para cada uno de los canales en un 19.52 % para LTE: canal 1, 9.48 % para GSM: canal 2, y 12.25 % para UMTS: canal 3. Cabe resaltar que la utilización del sustrato caracterizado CER-10 nos da una propuesta más compacta del diseño y respuestas sumamente óptimas en los filtros a comparación de las pruebas realizadas con los otros dos sustratos fibra de vidrio y Taconic RF-35.

Una posibilidad para continuar con la investigación de este triplexer seria cambiar el sustrato utilizado, para mejorar la respuesta y reducir el tamaño. Por lo analizado en el estado del arte en el apartado 3, la elección es usar un dieléctrico con una permitividad más alta como es el caso del CER-10 e incluso sustratos con una constante dieléctrica mayor a 10.

Muchas otras tecnologías se están desarrollando con el fin de reducir el tamaño de la placa, o para hacer que funcione mejor. Este es el caso de tecnologías como LTCC (cerámico multicapa de baja temperatura) o estructuras híbridas que integran elementos concentrados con la tecnología planar, que en este trabajo no se consideran debido a que su implementación requiere equipos y tecnología con la que de momento no se cuenta.

Los resultados obtenidos en comparación con los modelos similares de triplexers utilizando tecnología microstrip, se diseño un triplexer integrando tres canales de frecuencia para comunicaciones móviles. Para obtener un circuito compacto se utilizo como alternativa la utilización de filtros resonadores trisección ya que el canal perteneciente a LTE tiene bandas de frecuencias entre 790-960 MHz y los modelos similares de triplexer observados trabajan para bandas de frecuencias bastante altas desde los 1.5 GHz, como el primer canal se encuentra lejano a los otros dos se requería analizar la mejor forma de integrales y optimizar el espacio de las líneas de cobre en la placa.

Se preparó dos artículos de investigación para su publicación. Dichos artículos fueron aceptados y expuestos en:

- 2013 IEEE Simposio Internacional de Antenas y Propagación y USNC-URSI

Reunión Nacional de Radio Ciencia, realizado del 7-13 de julio en Orlando, Florida USA.

- IMOC 2013 Conferencia Internacional de Microondas y Optoelectrónica, realizado del 4-7 de agosto en Rio de Janeiro, Brazil.

Este prototipo se viene utilizando para su análisis en futuras investigaciones.

La propuesta planteada en este proyecto de tesis es investigar sobre la tecnología planar aplicada a triplexers para comunicaciones móviles usando filtros resonadores trisección [PCASP11].

Otras referencias de utilidad: [OK01, Mon08, SJZT, vei11]

Reconocimientos

Este trabajo no hubiese sido posible sin el apoyo moral y emocional de mi familia que a pesar de estar lejos siempre me han impulsado a seguir adelante con sus ánimos y buenos deseos.

Agradezco al Dr. Daniel Segovia y al Dr. Alejandro García, investigadores de la Universidad Carlos III de Madrid, quienes desde allá hicieron las coordinaciones necesarias para la implementación y medición del triplexer. A Alejandro quien realizó las mediciones del triplexer y nos las envió por correo, explicándonos el procedimiento del mismo.

Un agradecimiento especial a la profesora MSc. Patricia Castillo, mi asesora, quien se fue convirtiendo poco a poco en una amiga que también me dio ánimos cuando llegaban los momentos de desmotivación. Ella me asesoró, aconsejó y apoyó en todas las nuevas ideas que tenía para este proyecto y juntas hemos logrado grandes recompensas del mismo, como son las futuras publicaciones en destacados simposios y congresos.

Agradezco mucho a mi amigo Carlos del Carpio que siempre estuvo dispuesto a ayudarme con las simulaciones, en especial usando HFSS, siempre presente cuando necesito de su ayuda.

Y por último es importante mencionar el apoyo de la Dirección de Investigación y al Programa Profesional de Ingeniería Electrónica y de Telecomunicaciones de la UCSP.

A. Anexo

A.1. Datasheet TACONIC RF-35

Available Thickness	Normal Dielectric Constant
0.0100" (0.25mm)	3.5
0.0200" (0.50mm)	3.5
0.0300" (0.76mm)	3.5
0.0600" (1.52mm)	3.5

Standard sheet size is 36" x 48" (914mm x 1220mm). Please contact our Customer Service Department for availability of other sizes and claddings.

RF-35 can be ordered with the following electrodeposited copper:

Designation	Weight	Copper Thickness	Copper Thickness
CH	1/2 oz./sq. ft.	~ .0007"	~ 18 μ m
C1	1 oz./sq. ft.	~ .0014"	~ 35 μ m
C2	2 oz./sq. ft.	~ .0028"	~ 70 μ m

Panels may be ordered cut to size

Typical Panel Sizes	
12" x 18"	304mm x 457mm
16" x 18"	406mm x 457mm
18" x 24"	457mm x 610mm
16" x 36"	406mm x 914mm
24" x 36"	610mm x 914mm
18" x 48"	457mm x 1220mm

An example of our part number is: RF-35-0600-CH/CH-18" x 24" (RF-35-0600-CH/CH-457mm x 610mm)

A.2. Datasheet TACONIC CER-10

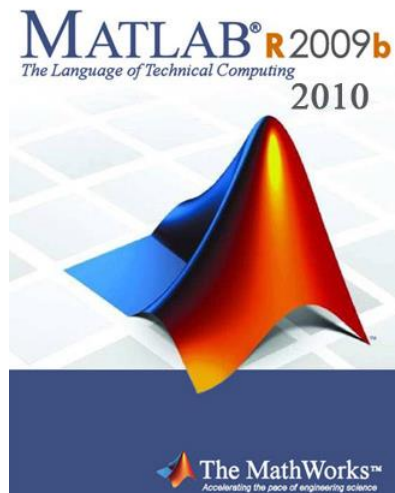
CER-10

ESPESOR: 1.27 mm (0.050")
 ϵ_r a 10 GHz: 10 (Nominal), 9.8 (en su espesor)
 δ a 10 GHz: 0.0035
 Espesor Cu: 1 Oz (35 μ m)
 FABRICANTE: TACONIC
 Web: www.taconic-add.com/en--products--cer10--1.php
 PDF: [CER10.pdf](#)

A.3. Software

A.3.1. MATLAB 2009

Uso del software de Matlab para calcular todo los valores necesarios para el diseño de la investigación.



A.3.2. MWO (Microwave office)

Uso del software MWO, la nueva versión lleva el nombre de AWR, para diseñar todas configuraciones de filtros, unión y el diseño completo de la integración de los 3 modelos de filtro paso banda.



A.3.3. Ansoft HFSS (High Frequency Structural Simulator)

Uso del software HFSS para la simulación electromagnética del triplexer.



Bibliografía

- [Bas] G. Basso. Filters and equalizers. Clase 3: 1 – 3.
- [BCru] L. Bejarano and P. Castillo. Design, simulation and implementation of a diplexer for umts (uplink / downlink). Telecommunications Engineering Department, San Pablo Catholic University, Arequipa, Peru.
- [Cad] R. Cadiz. Filters and equalizers. Technology Research Center, Pontifical Catholic University of Chile.
- [Car11] A. Cars. Resonator. 2011.
- [Col92] R. Collin. *Foundations for Microwave Engineering*. 1992. Cap 5.7.
- [Dat] Datasheet. Diplexer filter. bk-25d series. Technical report, Microlab.
- [EPA] L. Menezes E. Pimentel and H. Abdalla. Microwave multiplexers using complementary triplexer filters.
- [FL] Datasheet. FT9DW/2C-3L. Wideband triplexer in-line 790-960 mhz/ 1710-1880 mhz/ 1920-2170 mhz, dc pass in gsm 1800 path. Technical report.
- [GMJ] Leo Young G. Matthaei and E. M. T. Jones. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Department of Electrical & Computer Engineering. University of California. Santa Barbara, CA.
- [HL99] J.-S. Hong and M. J. Lancaster. *Microstrip cross-coupled trisection bandpass filters with asymmetric frequency characteristics*. IEEE Proc.-Microw. Antennas Propagation, February 1999.
- [HL00] J.-S. Hong and M. J. Lancaster. *Microstrip triangular patch resonator filters*. IEEE MTT-S, 2000.
- [Hon] M. Lancaster Hong. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Wiley-Interscience Publication. Cap 2, 3.
- [HZ] W. S. Hu and Q. J. Zeng. Introduction to analog filters. Active realization in Matlab. University of the Americas, Puebla Mexico. Cap 1.
- [kCH] k. Chang and L. Hsieh. *Microwave Ring circuit and Related Structures*. Wiley-Interscience Publication.

- [Kihia] R. Kihlen. Stripline triplexer for use in narrow-bandwidth multichannel filters. *Charmels University of technology*, Gothenburg, Suecia.
- [MAH09] J. Arauz M. Aguilar and E. Hernandez. Microwave resonators. School of Electronics and Computer, 2009.
- [Mir04] F. Miraya. Filtros activos. *Electronic Deparment*, 2nd Edition: 7, 2004.
- [Mon08] C. Monsalve. Design of a filter in the frequency band of microwave-millimeter communication systems. Autonomous University of Madrid, July 2008.
- [OH10] M. Ochoa and J. Hernandez. Transfer function. National Experimental Polytechnic University of the Armed Forces, Venezuela, 2010.
- [OK01] S. S. Oh and Y. S. Kim. A compact duplexer for imt-2000 handsets using microstrip slow-wave open-loop resonators with high-impedance meander lines. In *Radio Wireless Conference*, page 177, 2001.
- [PCASP11] D. Segovia-Vargas P. Castillo-Aranibar, A. Garcia-Lamperez and M. Salazar-Palma. Design of a compact diplexer for multisystem das solutions. *II National Congress of Telecommunications CONATEL*, 2011.
- [Poz98] D. Pozar. *Microwave Engineering*. 2nd Edition, 1998. Cap 4.3.
- [Qui09] J. Quiroga. Analog filters. Pontificia Universidad Javeriana, Colombia, 2009.
- [REid] J. M. Rebollar and J. Esteban. A modified e-plane tri-furcation and its application to broadband triplexers. *Group of Applied Electromagnetics and Microwaves*, Universidad Politecnica de Madrid.
- [RR05] N. Reyes and J. Ruiz. Principles of high frequency electronics. faculty of physical and mathematical sciences. *Department of Electrical Engineering*, University of Chile, 2005.
- [SJZT] Jyun-Yi Wu Shin-Jie Zeng and Wen-Hua Tu. Compact and high-isolation quadruplexer. *Journal of Communications*.
- [TCRan] Shen T. Ten Ch., Huang T. and Wu R. Miniaturized microstrip common resonator triplexer without extra matching network. *Department of Electrical Engineering and Graduate Institute of Communication Engineering*, National Taiwan University, Taipei, Taiwan.
- [vei11] Using distributed coupling technique. In *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 21, April 2011.
- [WHWYKan] R. Yang M. Weng J. Chen W. Hung-Wei, K. Shu and S. Yan-Kuin. Design of a compact microstrip triplexer for multiband applications.

advanced optoelectronic technology center, institute of microelectronics. *Department of Electrical Engineering, National Cheng Kung University*, 1, Taiwan.

Nomenclatura

AWR	Advancing the Wireless Revolution
FBW	Fractional Bandwidth
GSM	Global System for Mobile Communications
HFSS	High Frequency Wireless Revolution
LTE	Long Term Evolution
MWO	Microwave Office
RF	Radio Frequency
SIR	Step Impedance Resonator
SWR	Standing Wave Ratio
TC	Cascade Trisection
TEM	Transverse electromagnetic Mode
UIR	Uniform Impedance Resonator
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VNA	Virtual Network Analyzer